



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

ESTUDIO DE LAS TÉCNICAS DE MEDIDA TDA Y SU APLICACIÓN A DISPOSITIVOS

Autor: Rocío Dorado Barragán

Tutor: Daniel Segovia Vargas

Leganés, Noviembre de 2010

Título: Estudio de las técnicas de medida TDA y su aplicación a dispositivos
Autor: Rocío Dorado Barragán
Director: Carlos Cortés Alcalá

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día __ de _____
de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de
Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

Quisiera agradecer en primer lugar a mi director Carlos Cortés y a mi tutor Daniel Segovia la oportunidad de realizar el Proyecto Fin de Carrera con ellos. Agradecerles también el esfuerzo y el tiempo dedicado.

A mis padres, Antonio y Hortensia, por el esfuerzo y sacrificio que han realizado para que yo pueda conseguir mis metas. A mi hermana, Cecilia, por su infinita paciencia en los momentos difíciles. Gracias de verdad por la comprensión mostrada en todo momento.

A Jesús, ya que durante todo este tiempo ha sido mi apoyo para seguir adelante.

Y a todos esos compañeros de carrera, a los que consiguieron llegar y a los que se quedaron por el camino.

Gracias a todos, de verdad.

Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se realiza una breve introducción a las Infraestructuras Comunes de Telecomunicaciones, una comparativa entre técnicas de análisis mediante VNA (*Vector Network Analyzer*), y TDA (*Time Domain Analysis*), y se analizan varios dispositivos mediante técnicas en el dominio del tiempo.

Posteriormente, se realizan varias simulaciones de distintos dispositivos mediante *Microwave Office AWR* para sopesar la utilización de las dos técnicas para la caracterización de los dispositivos.

Finalmente se comparan sendos resultados para observar que se pueden usar ambas técnicas de medida de manera satisfactoria.

Abstract

This Master Thesis Project described a little introduction about ICT's , and a comparison between the analysis techniques by VNA (*Vector Network Analyzer*), and TDA (*Time Domain Analysis*), and discusses various devices using time domain techniques.

Subsequently performe several simulations of different devices using *Microwave Office AWR* to weigh the use for the characterization of the devices.

Finally, comparing the results to observe that both techniques can be used to meassure succesfully

Índice general

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	7
1.1. Introducción	7
1.2. Objetivos	8
1.3. Fases del desarrollo	9
1.4. Estructura de la memoria	10

CAPÍTULO 2

INTRODUCCIÓN A LAS ICT	13
2.1. Funciones de una ICT.	13
2.2. Elementos de una ICT	14
INTRODUCCIÓN AL ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.	17
2.3. Historia del análisis en el dominio del tiempo	18
2.4. Sistema de análisis en el dominio del tiempo	18
2.5. Herramientas de análisis	19
2.6. Análisis de las técnicas de medida	20
2.6.1. <i>Análisis TDR/TDT</i>	20
2.6.2. <i>Análisis TDA mediante VNA</i>	27

2.6.3. Comparativa TDR/TDT versus VNA.	30
2.6.4. Limitaciones del análisis TDR/TDT y del análisis VNA.....	32
2.7. Análisis del tipo de señal de test	37
2.8. Análisis en frecuencia de un tren de pulsos	40
2.9. Caracterización de la señal de test.....	42
2.10. Aplicación de las técnicas TDA a la caracterización de dispositivos	48

CAPÍTULO 3

ANÁLISIS DE DISPOSITIVOS MEDIANTE TÉCNICAS DE MEDIDA TDA	53
3.1. Aparatos de medida.....	53
3.2. Caracterización de distintos dispositivos	56
3.2.1. Caracterización de circuitos simples.....	56
3.2.2. Caracterización del atenuador Kontag banda de paso.	65
3.2.3. Caracterización Derivador Televes 5426.....	71
3.2.4. Caracterización Pau con repartidor Televés 5449.	78

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES	91
GLOSARIO	95
REFERENCIAS.....	97

Índice de figuras

Figura 2. 1: Esquema de una estructura ICT.....	16
Figura 2. 2: Reflexión y Transmisión en el dominio de tiempo.....	19
Figura 2. 3: Reflexión y Transmisión en el dominio de la frecuencia.	20
Figura 2. 4: Modelo clásico de una línea de transmisión.	21
Figura 2. 5: Ondas incidente y reflejada en la carga.	23
Figura 2. 6: Diagrama de bloques de un sistema de análisis TDA.	24
Figura 2. 7: Señal con energía reflejada y sin energía reflejada.	24
Figura 2. 8: Topologías típicas de representación en un osciloscopio.....	26
Figura 2. 9: Reflexiones producidas por una impedancia imaginaria.	27
Figura 2. 10: Dispositivo VNA de dos puertos.	29
Figura 2. 11: Esquemas de medición TDR y VNA.....	30
Figura 2. 12: Comparativa de parámetros S con parámetros TDR.	31
Figura 2. 13: Características a medir en TDR y VNA.	31
Figura 2. 14: Diferencias entre dominio temporal y frecuencial para TDR y VNA.....	32
Figura 2. 15: Comparativa del rango dinámico en TDR y VNA.	33
Figura 2. 16: Modificación de la base temporal en TDR.....	35
Figura 2. 17: Ejemplo de resolución de un esquema TDR.....	36

Figura 2. 18: Promedio del suelo de ruido de transmisión.....	37
Figura 2. 19: Comparativa de dos señales cuando se modifica su periodo.....	39
Figura 2. 20: Comparativa de SINC con COSENO.....	40
Figura 2. 21: Diagrama de bloques típico de una convolución.....	41
Figura 2. 22: Parámetros característicos de un tren de pulsos.	43
Figura 2. 23: Simulación de pulsos con distintos tiempos de subida.....	44
Figura 2. 24: Simulación de la FFT de pulsos con distintos tiempos de subida.....	45
Figura 2. 25: Simulación de pulsos con distintos tiempos de bajada.....	46
Figura 2. 26: Simulación de la FFT de pulsos con distintos tiempos de bajada.....	46
Figura 2. 27: Simulación de pulsos con distintos anchos de pulso.....	47
Figura 2. 28: Simulación de FFT de pulsos con distintos anchos de pulso.....	47
Figura 2. 29: Señal periódica muestreada.....	48
Figura 3. 1: Analizador vectorial de redes Agilent E5062A.....	54
Figura 3. 2: Circuito para análisis de una bobina.....	57
Figura 3. 3: Representación señal entrada y salida de una bobina.....	57
Figura 3. 4: Representación en frecuencia de la entrada y la salida de una bobina.....	58
Figura 3. 5: Función de transferencia TDR vs VNA.....	59
Figura 3. 6: Respuesta en frecuencia a la salida de la bobina.....	60
Figura 3. 7: Respuesta en frecuencia en reflexión de la bobina.....	60
Figura 3. 8: Circuito para análisis de un filtro RC.....	61
Figura 3. 9: Representación señal de entrada y señal de salida del filtro RC.....	62
Figura 3. 10: Representación en frecuencia de entrada y salida de un filtro RC.....	62
Figura 3. 11: Función de transferencia mediante TDR y VNA.....	63
Figura 3. 12: Respuesta en frecuencia del Filtro RC.....	64
Figura 3. 13: Respuesta la impulso en reflexión del filtro RC.....	64
Figura 3. 14: Atenuador Kontag banda de paso.....	65
Figura 3. 15: Circuito para el análisis del Atenuador Kontag Banda de paso.....	66
Figura 3. 16: Formas de onda de la señal de entrada, de la transmitida y de la reflejada.....	67
Figura 3. 17: Espectro en frecuencia de la señal transmitida.....	68
Figura 3. 18: Forma de cálculo de la FFT.....	68
Figura 3. 19: Función de transferencia mediante TDR y VNA.....	69

Figura 3. 20: Respuesta al impulso a la salida del atenuador.....	70
Figura 3. 21: Fotografía Derivador Televes 5426	71
Figura 3. 22: Esquema de funcionamiento de un derivador.....	72
Figura 3. 23: Ejemplo de aplicación de un derivador.	73
Figura 3. 24: Circuito para el análisis del derivador Televes 5426.....	74
Figura 3. 25: Formas de onda en cada puerto del derivador.	76
Figura 3. 26: Espectros de la señal a la salida de cada puerto del derivador.	76
Figura 3. 27: Forma de cálculo de las funciones de transferencia.	77
Figura 3. 28: Función de transferencia de la salida en cada puerto.	78
Figura 3. 29: Fotografía Pau + repartidor Televés 5449.	78
Figura 3. 30: Esquema básico de colocación del PAU + Repartidor.	79
Figura 3. 31: Esquema de funcionamiento del PAU + Repartidor.	80
Figura 3. 32: Circuito para el análisis del PAU + Repartidor entrando por la puerta conectada a las salidas.....	80
Figura 3. 33: Circuito para el análisis del PAU + Repartidor entrando por la puerta cortocircuitada.....	81
Figura 3. 34: Forma de onda a la salida de cada una de las puertas.....	82
Figura 3. 35: formas de onda entrando por la puerta conectada a las salidas.	83
Figura 3. 36: Formas de onda introduciendo la señal por la puerta cortocircuitada.	84
Figura 3. 37: Espectro en frecuencia de las formas de onda entrando por la puerta 1.....	84
Figura 3. 38: Espectro en frecuencia de las formas de onda entrando por la puerta cortocircuitada.....	85
Figura 3. 39: Forma de cálculo de las funciones de transferencia.	86
Figura 3. 40: Representación del parámetro de reflexión en VNA y TDR.....	86
Figura 3. 41: Función de transferencia al puerto 3.....	87
Figura 3. 42: Función de transferencia a la puerta de entrada cortocircuitada.....	87
Figura 3. 43: Respuesta al impulso en el puerto 3.	88
Figura 3. 44: Respuesta al impulso en la puerta de entrada cortocircuitada.	89

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1. Introducción

En España la sociedad está incrementando su necesidad de tener en sus propios domicilios infraestructuras propias para la conexión a redes de telecomunicaciones, denominadas ICT, infraestructuras comunes de telecomunicaciones. Actualmente, la normativa exige elaborar un proyecto de ICT para todos aquellos edificios de viviendas de nueva construcción o los que vayan a ser reformados por completo con el objetivo de proveer a todos los usuarios de los distintos servicios de telecomunicación ofrecidos por los operadores [1].

En estas ICT's están comprendidos diversos aspectos como pueden ser las propias infraestructuras (las canalizaciones, los registros, los recintos de comunicaciones...) así como las redes de telecomunicaciones de telefonía, RDSI, de televisión por cable y las

redes de distribución de servicios de radiodifusión sonora o de televisión, conocidas como redes SMATV, “Satellite Master Antenna Television”.

Dentro de la elaboración del proyecto de ICT, uno de los aspectos más críticos es el diseño de la red SMATV. Esta debe permitir el paso de señales en el rango de frecuencias de 47 a 2150 MHz [2].

Una vez establecida la topología de la red y una apropiada selección de dispositivos (amplificadores, derivadores, puntos de acceso de usuario, coaxiales...) se procede al cálculo del comportamiento de la red.

Actualmente este cálculo se lleva a cabo mediante la suma de las atenuaciones proporcionadas por los fabricantes de cada dispositivo de la red, pero habitualmente esta información está poco detallada en los manuales, por lo que el resultado obtenido es poco riguroso.

Un procedimiento alternativo para estudiar todos estos aspectos se basa en una caracterización exhaustiva de los dispositivos mediante la medida y captura de sus parámetros S. Esto permite realizar simulaciones CAD cuyos resultados comparados con las medidas realizadas sobre una red SMATV análoga han mostrado una elevada correlación.

Sin embargo sobre un edificio real la realización de medidas mediante el uso de VNA, (*Vector Network Analyzer*) es inviable dada la distancia existente entre la entrada de la red y las distintas tomas de usuario.

1.2 Objetivos

En este Proyecto Fin de Carrera se va a comprobar la viabilidad de las medidas TDA (*Time Domain Analyzer*) aplicadas a dispositivos utilizados para la implementación de las redes SMATV.

Se realizará una comparativa entre las técnicas de medida en el dominio de la frecuencia, VNA, y las de medida en el tiempo, TDA, razonando las posibles limitaciones que presentan las distintas técnicas.

Tras haber realizado una presentación a estas herramientas de medida temporal, se analizarán distintos dispositivos mediante *Microwave Office AWR*. Se simularán tanto el análisis en frecuencia como el análisis en el dominio del tiempo, para así poder sopesar la posibilidad de caracterizar dichos dispositivos con las técnicas anteriormente citadas.

Se han elegido 3 dispositivos básicos en la construcción de cualquier red SMATV para realizar su análisis y comparativa de medidas en el tiempo y en frecuencia. Estos dispositivos son un atenuador banda de paso, un derivador y un punto de acceso de usuario con repartidor.

El trabajo incluye tanto las simulaciones mediante parámetros obtenidos por técnicas de medida en frecuencia, como las simulaciones mediante técnicas de medida en el tiempo, incluyendo un análisis por separado de ambas técnicas con sus ventajas y limitaciones.

1.3 Fases del desarrollo

El procedimiento que se seguirá para cumplir los objetivos propuestos comenzará con una breve introducción al análisis en el dominio del tiempo en sus principales características y aspectos históricos.

El siguiente paso será analizar más en profundidad las formas actuales de caracterizar los dispositivos. Estas formas serán la realización de medidas en el dominio tiempo, TDR/TDT (*Time Domain Reflectometry /Transmission*), y las medidas en frecuencia VNA. Se realizará un estudio de ambas herramientas de trabajo explicando sus ventajas y limitaciones, concluyendo con una comparativa de las dos. Asimismo se analizarán distintos tipos de señales que serán utilizadas para caracterizar los dispositivos propuestos, viendo las ventajas e inconvenientes de utilizar cada una de ellas. Se

concluirá esta fase definiendo los pasos que se tendrán que seguir para llevar a cabo la caracterización de los dispositivos.

Por último se realizarán una serie de mediciones de parámetros S en la Universidad Politécnica de Madrid. Estas medidas corresponderán a un atenuador Kontag banda de paso, a un derivador Televés 5426 y a un PAU (Punto de Acceso de Usuario) con repartidor Televés 5449. Con estas medidas se podrá obtener la relación de los parámetros en el dominio de la frecuencia con los parámetros en el dominio del tiempo. Mediante el programa de simulación antes mencionado se analizará cada dispositivo en ambos dominios.

1.4 Estructura de la memoria

La presente memoria comienza con una introducción de los objetivos y de la metodología empleada en la realización del proyecto. Los capítulos posteriores se organizan como sigue:

- En el capítulo 2 se introduce el “término” de análisis en el dominio del tiempo. Seguidamente se analizan las dos técnicas de medida utilizadas para caracterizar dispositivos y redes, técnicas para medidas en frecuencia, VNA, y para medidas en el tiempo, TDR y TDT. Para cada una de ellas se realizará un análisis de qué parámetros son necesarios conocer para poder usar estas técnicas. Se hará una comparativa entre ambas técnicas y se analizarán las limitaciones de cada una. Después se estudiará qué tipo de señal es más conveniente para realizar el análisis y como caracterizar dicha señal. Se concluirá con una breve explicación de los pasos a seguir para calcular la respuesta a dicha señal en cada dispositivo.
- En el capítulo 3 se realizará el análisis y caracterización de 2 dispositivos simples, una bobina y un filtro RC para entender el funcionamiento del software a utilizar. Por último, se realizará el análisis completo y la comparativa de las dos técnicas de

medida de tres dispositivos utilizados en las redes SMATV, como son un atenuador banda de paso, un derivador y un punto de acceso del usuario.

- En el capítulo 4 se realizará una relación de las conclusiones obtenidas en este Proyecto.

Capítulo 2

Introducción a las ICT

Las Infraestructuras Comunes de Telecomunicación, ICT, permiten a los residentes de un bloque de viviendas acceder a distintos servicios de telecomunicación existentes hasta la fecha: televisión por cable, televisión terrestre, telefonía, radio, etc. Todo edificio de nueva construcción debe presentar un proyecto de ICT.

2.1. Funciones de una ICT.

Las funciones principales de una ICT son las siguientes:

- Captación y adaptación de las señales de radiodifusión sonora y televisión terrenales y su distribución hasta puntos de conexión situados en las distintas

viviendas o locales, y la distribución de las señales de radiodifusión sonora y televisión por satélite hasta los citados puntos de conexión.

- Proporcionar el acceso al servicio de telefonía disponible al público y a los servicios que se puedan prestar a través de dicho acceso, mediante la infraestructura necesaria que permita la conexión de las distintas viviendas o locales a las redes de los operadores habilitados.
- Proporcionar el acceso a los servicios de telecomunicaciones prestados por operadores de redes de telecomunicaciones por cable, operadores del servicio de acceso fijo inalámbrico (SAFI) y otros titulares de licencias individuales que habiliten para el establecimiento y explotación de redes públicas.

2.2. Elementos de una ICT

Según establece la norma, la ICT para la captación, adaptación y distribución de señales de radiodifusión sonora y de televisión (RTV) procedentes de emisiones terrenales y de satélite estará formada por los siguientes elementos:

- *Conjunto de elementos de captación de señales.*

Es el conjunto de elementos encargados de recibir las señales de radiodifusión sonora y televisión procedentes de emisiones terrenales y de satélite. Los conjuntos captadores de señales están formados por las antenas, mástiles, torretas y demás sistemas de sujeción necesarios (que deberán estar en la parte superior del inmueble en una zona libre de obstáculos), en unos casos, para la recepción de las señales procedentes de emisiones terrenales, y en otros, para las procedentes de satélite. Así mismo, formarán parte del conjunto captador de señales todos aquellos elementos activos o pasivos encargados de adecuar las señales para ser entregadas al equipamiento de cabecera.

- *Equipamiento de cabecera.*

Es el conjunto de dispositivos encargados de recibir las señales provenientes de los diferentes conjuntos captadores de señales de radiodifusión sonora y televisión y adecuarlas para su distribución al usuario en las condiciones de calidad y cantidad deseadas. Se encargará de entregar el conjunto de señales a la red de distribución. El portador que se utiliza en esta red de cable es un coaxial que debe contemplar un ancho de banda mínimo de 2150 MHz. [3]

- *Red.*

Es el conjunto de elementos necesarios para asegurar la distribución de las señales desde el equipo de cabecera hasta las tomas de usuario. Esta red se estructura en tres tramos (red de distribución, red de dispersión y red interior), con dos puntos de referencia (punto de acceso al usuario y toma de usuario).

- *Red de distribución.*

Es la parte de la red que enlaza el equipo de cabecera con la red de dispersión. Comienza a la salida del dispositivo de mezcla que agrupa las señales procedentes de los diferentes conjuntos de elementos de captación y adaptación de emisiones de radiodifusión sonora y televisión, y finaliza en los elementos que permiten la segregación de las señales a la red de dispersión (derivadores). Presenta una topología árbol-rama.

- *Red de dispersión.*

Es la parte de la red que enlaza la red de distribución con la red interior de usuario. Comienza en los derivadores que proporcionan la señal procedente de la red de distribución, y finaliza en los puntos de acceso al usuario. Está formada por dos cables coaxiales, que dejan pasar las emisiones terrestres en la banda 47 a 862 MHz; en el resto, desde 950 hasta los 2.150 MHz, se sitúan, de manera alternativa, las emisiones de satélite, cuando existan.

- *Red interior.*

Es la parte de la red que, enlazando con la red de dispersión en el punto de acceso al usuario, permite la distribución de las señales en el interior de los domicilios o locales de los usuarios. Está formada por un solo cable coaxial. El punto de acceso al usuario (PAU) es el elemento donde comienza la red

interior del domicilio del usuario, permitiendo la delimitación de responsabilidades en cuanto al origen, localización y reparación de averías. Se ubicará en el interior del domicilio del usuario, al que le permitirá seleccionar el cable de la red de dispersión que desee. La toma de usuario es el dispositivo que permite la conexión a la red de los equipos de usuario para acceder a los diferentes servicios que proporciona. En cada vivienda debe de haber una por cada dos estancias, excluidos baños y trasteros, con un mínimo de dos, que se reduce a una en el caso de oficinas.

A continuación se muestra una representación gráfica de una red ICT en un edificio de 5 plantas:

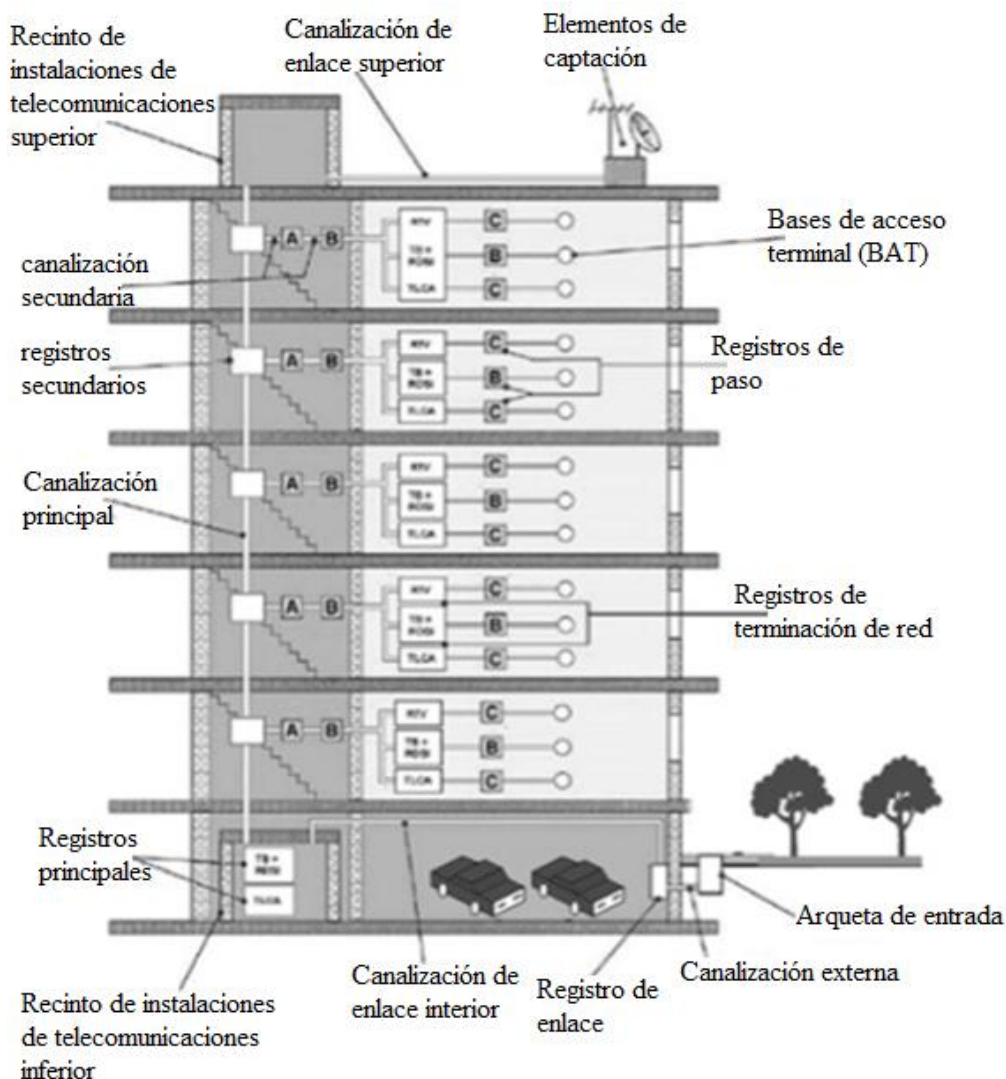


Figura 2. 1: Esquema de una estructura ICT.

Introducción al análisis en el dominio del tiempo.

Las nuevas tecnologías dedicadas a la transmisión de datos a alta velocidad así como a las interconexiones y medios de propagación, fuerzan a las compañías telefónicas a tener un conocimiento detallado de la configuración de los circuitos de cada suscriptor para poder ofrecer distintos servicios. Al trabajar a altas frecuencias, este esquema de comunicación se ve gravemente afectado por las características del medio de transmisión y sus discontinuidades tales como: longitud, grosor del cable o líneas paralelas, entre otros. A este estudio se le conoce como estudios de la integridad de la señal, que a altas velocidades inevitablemente presenta similitudes con las tecnologías de alta frecuencia. Una de las formas más extendidas de analizar estos medios de transmisión y sus discontinuidades es mediante análisis en el dominio de la frecuencia. Para llevar a cabo este proceso, se utiliza un analizador vectorial de redes, VNA, que mediante el barrido en frecuencia de una señal sinusoidal de entrada excita el medio o dispositivo que se necesite analizar para, de este modo, generar las señales reflejadas y transmitidas en el dispositivo analizado. De este análisis se pueden obtener varios parámetros o medidas, pero el más utilizado es el denominado coeficiente de reflexión, que relaciona la señal incidente con la reflejada. Uno de los mayores inconvenientes o limitaciones que posee dicho método radica en la complejidad de la realización de determinadas medidas. Un ejemplo de esta complejidad se ve en la necesidad de tomar medidas en una red ICT de gran tamaño, como puede ser un edificio de varias plantas, ya que para llevar a cabo estas medidas sería necesario conectar la planta más baja con la parte alta del edificio mediante el VNA.

Debido al problema anteriormente propuesto, se está investigando en la posibilidad de realizar este tipo de medidas mediante otra técnica como es en Análisis en el Dominio del Tiempo.

2.3. Historia del análisis en el dominio del tiempo

El análisis en el dominio del tiempo existe desde tiempo atrás y, aun así, sigue siendo la forma más rápida y precisa para identificar los problemas de cableado.

Históricamente el TDA había sido reservado para las grandes empresas a nivel de la más alta ingeniería. Esto era debido a la gran complejidad de la operación y al alto coste de los instrumentos necesarios para la realización de dicho análisis.

Riser-Bond Instruments fue quien reconoció estas deficiencias y desarrolló el primer sistema de medida TDA en la década de 1980. El TDA digital simplificado se ha convertido, desde entonces, en una herramienta básica, ya no para un pequeño sector de la alta ingeniería, si no para cualquier nivel técnico. [4]

Debido a los avances en la tecnología de hoy en día, el funcionamiento y la interpretación de un sistema TDA se ha visto simplificado. Gracias a esto y a su capacidad para identificar problemas o discontinuidades en el cableado, el análisis TDA está recuperando rápidamente su popularidad en la industria de las comunicaciones.

2.4. Sistema de análisis en el dominio del tiempo

En su definición más amplia, el análisis en el dominio del tiempo es una técnica de detección remota. En dicha técnica las características de la reflexión y la transmisión de una señal conocida dentro de un medio conocido se pueden utilizar para determinar de manera exacta la localización espacial y la naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) de las discontinuidades o desadaptaciones en el medio. También puede proporcionar información acerca de las pérdidas de un sistema de transmisión.

Estas dos características, reflexión y transmisión, se analizan de manera independiente, pasando a denominarse Reflectometría en el Dominio del Tiempo, TDR, y Transmisión en el Dominio del Tiempo, TDT.

En la actualidad, este tipo de herramientas ya se utilizan, pero están enfocadas a realizar otro tipo de medidas a las que se pretenden realizar en este Proyecto Fin de Carrera.

2.5. Herramientas de análisis

Actualmente existen dos técnicas básicas de medición para la caracterización de la integridad de señales en sistemas digitales: análisis en el dominio del tiempo y análisis en el dominio de la frecuencia, que serán utilizadas dependiendo de en qué dominio se esté trabajando y de qué características del sistema medido se quieran obtener.

El instrumento TDR es un osciloscopio de muestreo con un amplio ancho de banda. El generador del TDR envía señales de tipo escalón o pulso al DUT (*device under test*) y, basándose en las reflexiones que recibe el TDR procedentes del DUT, se puede deducir gran cantidad de información sobre las propiedades de dicho dispositivo o red. Entre ellas se pueden citar la localización de fallos, la impedancia del DUT, las pérdidas de retorno, así como conocer la topología del sistema. El usuario también puede usar el dominio del tiempo de transmisión (TDT) para medir o caracterizar el tiempo de subida, los ecos producidos o el retardo introducido por el sistema. La figura 2.2 muestra un esquema simple del funcionamiento de un sistema de TDR y TDT.

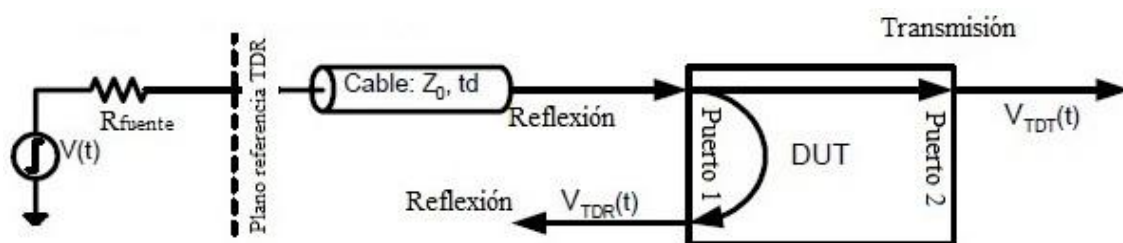


Figura 2. 2: Reflexión y Transmisión en el dominio de tiempo.

El VNA, en cambio, utiliza ondas sinusoidales de distintas frecuencias como señal de entrada y un filtro de banda muy estrecha en el extremo receptor. Las medidas se realizan haciendo un barrido en frecuencia en la fuente y en el receptor de forma sincronizada. Como resultado de esta medición, el usuario obtiene la información sobre el comportamiento en frecuencia del dispositivo (mediante los parámetros S). Sin embargo, a fin de obtener conocimiento de la topología del DUT, tal y como se obtiene con una medición TDR o TDT, hay que convertir los datos al dominio del tiempo utilizando el software adicional. En la figura 2.3 se representa un esquema sencillo de un sistema VNA.

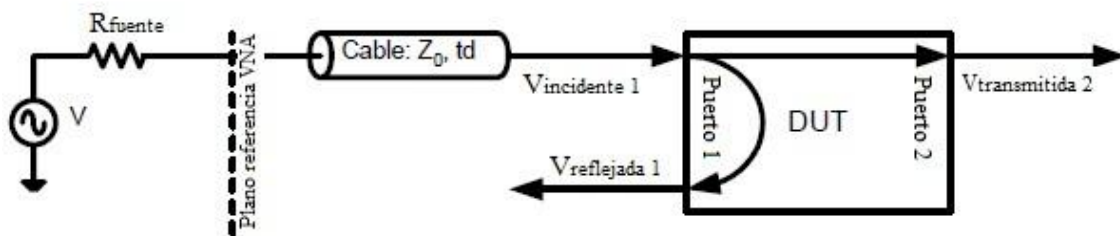


Figura 2. 3: Reflexión y Transmisión en el dominio de la frecuencia.

2.6. Análisis de las técnicas de medida

2.6.1. Análisis TDR/TDT

Propagación en una línea de transmisión

El comportamiento de la línea de transmisión TEM se puede modelar mediante una estructura infinitesimal de resistencias, bobinas y condensadores como la mostrada en la figura 2.4:

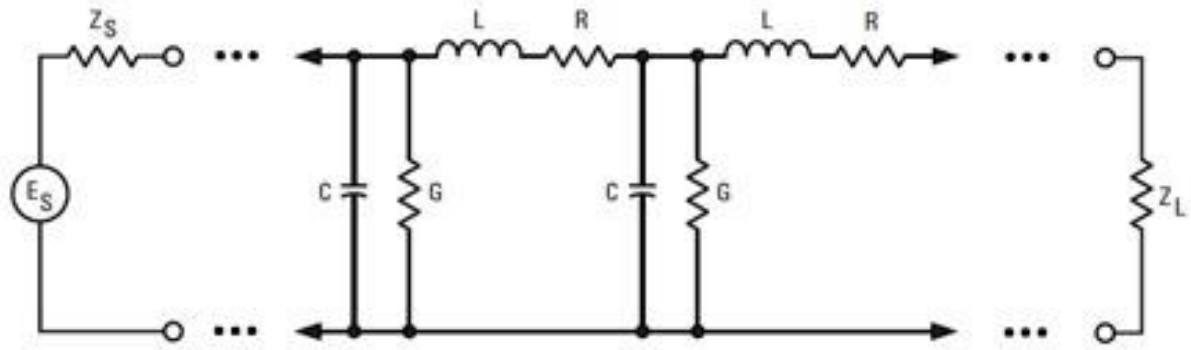


Figura 2. 4: Modelo clásico de una línea de transmisión.

Este circuito consigue asemejar su funcionamiento al comportamiento que tiene una línea de transmisión ya que cada uno de estos parámetros representa un fenómeno físico que se da de forma distribuida en la línea.

- R representa la resistencia por unidad de longitud, que es debida a la conductividad finita de los conductores.
- L representa la autoinductancia por unidad de longitud de los conductores por los que circula la corriente.
- C representa la capacidad por unidad de longitud formada entre ambos conductores
- G representa la conductancia por unidad de longitud entre dos conductores, que es debida a la resistividad finita del dieléctrico que los separa.

Mediante el estudio de este circuito equivalente se pueden determinar varias características de la línea de transmisión [5]:

- Si la línea es infinitamente larga y R, L, C están definidas por unidad de longitud, entonces

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.1)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea.

- Un voltaje introducido por un generador requerirá de un intervalo de tiempo distinto de cero para recorrer la línea hasta un determinado punto. La fase del voltaje que recorre la línea se irá desfasando respecto a la del voltaje introducido por el generador. Además, el voltaje se verá atenuado por un factor de α por unidad de longitud por las resistencias en serie y admitancias en paralelo que modelan las pérdidas. El desfase, β , y la atenuación quedan definidos por la constante de propagación gamma:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.2)$$

α = atenuación [Neperios/unidad de longitud]

β = desfase [radianes/unidad de longitud]

- La velocidad de propagación se aproxima a la velocidad de la luz para una línea de transmisión cuyo material dieléctrico es el aire ($\epsilon_r = 1$). Para el caso general con un dieléctrico distinto del aire, donde ϵ_r toma el valor de la permitividad relativa del dieléctrico utilizado:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

- La constante de propagación gamma se puede utilizar para describir el valor de la tensión y la corriente a una distancia X a lo largo de una línea infinita mediante la relación:

$$E_x = E_{in} e^{-\gamma x} \quad ; \quad I_x = I_{in} e^{-\gamma x} \quad (2.4)$$

- A partir de ahí, la corriente y la tensión están relacionadas en cualquier punto por la impedancia característica de la línea.

$$Z_{in} = \frac{E_{in}}{I_{in}} \quad (2.5)$$

- Si la carga es diferente de la impedancia característica, estas ecuaciones no se cumplen a no ser que se considere una segunda onda originada en la carga y se propague por la línea hasta la fuente (figura 2.5). Esta onda reflejada es energía que no se entrega a la carga. Además, la calidad del sistema de transmisión se define por la relación entre la onda reflejada y la onda incidente originada en la fuente. Esta relación se le conoce como coeficiente de reflexión (ρ) y está relacionada con la impedancia de la línea de transmisión por la ecuación:

$$\rho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.6)$$

donde E_r es la componente reflejada y E_i la incidente.

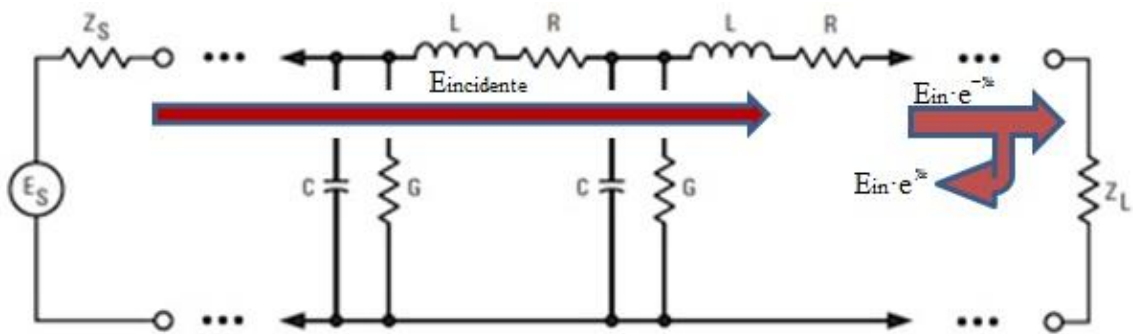


Figura 2. 5: Ondas incidente y reflejada en la carga.

- La relación entre el valor máximo y mínimo de la tensión es la denominada relación de onda estacionaria, ROE, y está relacionada con el coeficiente de reflexión mediante la ecuación:

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.7)$$

Test de Reflexión TDR:

Un ejemplo de configuración de un reflectómetro en el dominio del tiempo se muestra en la figura 2.6:

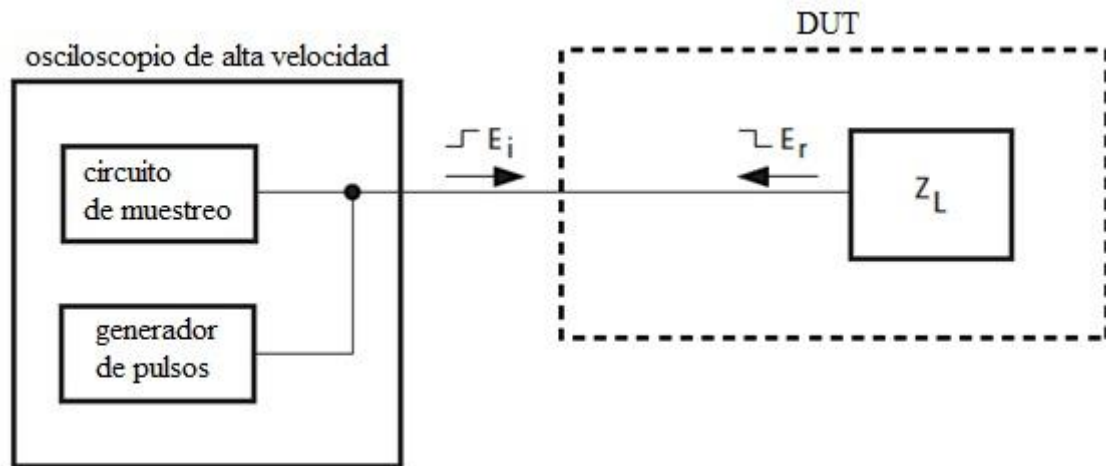


Figura 2. 6: Diagrama de bloques de un sistema de análisis TDA.

El generador de pulsos produce una onda de tensión incidente hacia el sistema de transmisión bajo test, figura 2.6. La onda viaja a lo largo de la línea a la velocidad de propagación de la misma. Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea, no existe onda reflejada y todo lo que se observa en el osciloscopio es la onda de tensión incidente. En la figura 2.7, se puede apreciar cómo es la señal medida por el osciloscopio cuando no existe reflexión y cuando sí que existe:

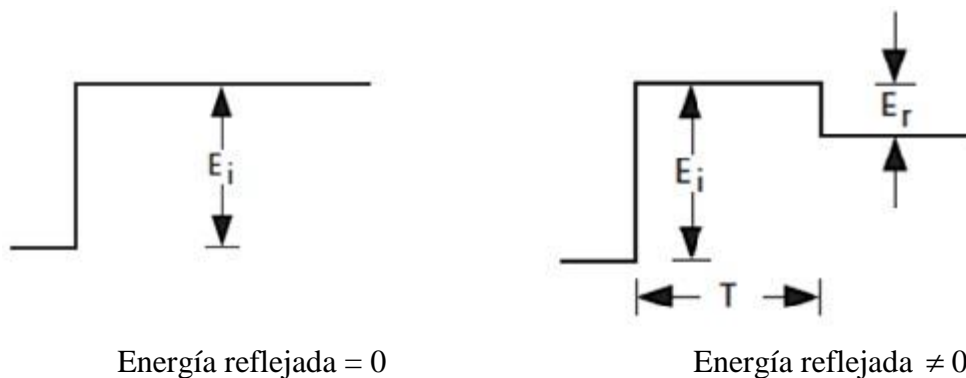


Figura 2. 7: Señal con energía reflejada y sin energía reflejada.

Localización de discontinuidades:

La onda reflejada se puede identificar desde el momento en que se separa de la onda incidente. Este tiempo es válido también a la hora de determinar la longitud del sistema de transmisión desde el punto de monitorización hasta la discontinuidad. Esta variable D denota la distancia citada

$$D = v_p \cdot \frac{T}{2} \quad (2.8)$$

donde v_p es la velocidad de propagación y T es el tiempo de tránsito entre el punto de monitorización hasta la discontinuidad y la vuelta otra vez.

La velocidad de propagación puede ser determinada mediante un experimento con la distancia conocida de un tipo de cable para que la onda incidente viaje a través de la línea y la onda reflejada viaje de vuelta desde una terminación en circuito abierto al final. Operando con los datos pertinentes, la discontinuidad puede ser localizada en la línea. La mayoría de los TDR/TDT calculan automáticamente esta distancia [5].

Análisis de reflexiones:

La forma de la onda reflejada es también una medición interesante ya que muestra la naturaleza y la magnitud del desequilibrio existente así como el retardo que sufre la onda incidente. La figura 2.8 muestra cuatro topologías típicas de pulsos representados en un osciloscopio y la impedancia de carga responsable de cada representación. Éstas son fácilmente interpretables mediante el conocimiento de E_i y E_r que permiten determinar Z_L en términos de Z_o o viceversa. Se puede decir que, como se ve en la figura 2.8, el tiempo que tarda la señal de entrada en variar en amplitud es T , que es el retardo que sufre la señal. Con este valor, podría obtenerse también el tiempo que tarda la señal en llegar a la carga, $T/2$. Este valor se obtiene de saber que la onda viaja hasta la carga y vuelve.

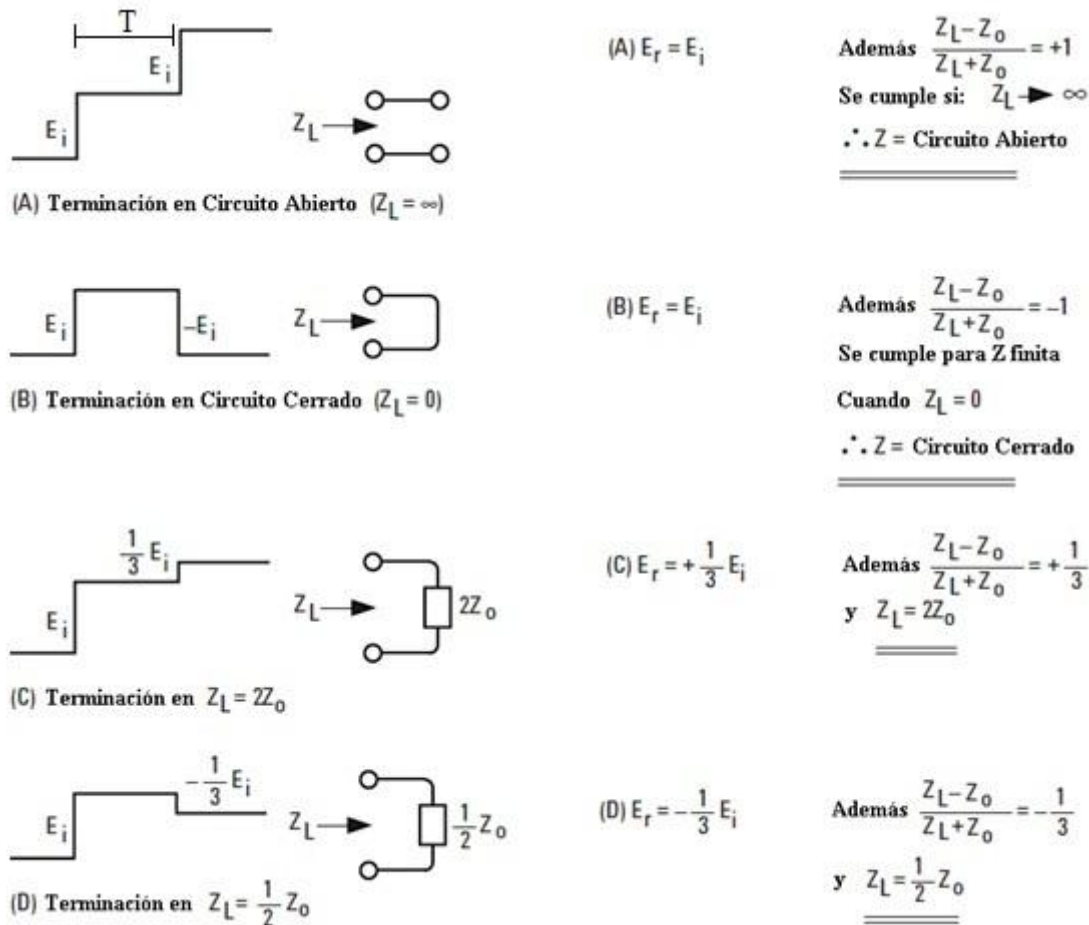
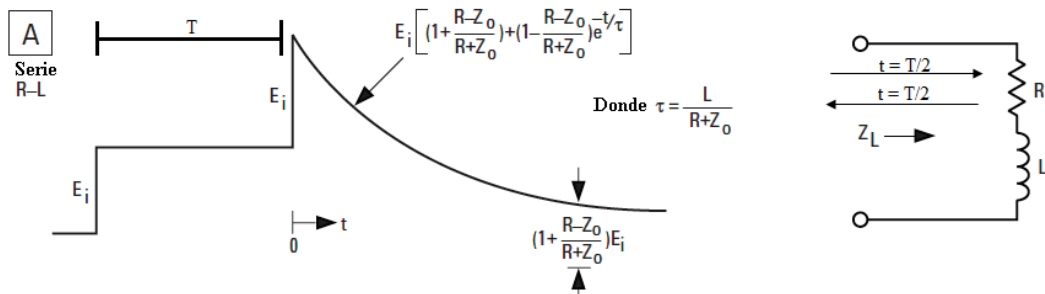


Figura 2. 8: Topologías típicas de representación en un osciloscopio.

Son también interesantes las reflexiones producidas por una impedancia de carga con parte imaginaria. Un ejemplo de ellas, son las figuras representadas a continuación, en las que, igual que ocurría en la figura 2.8, T es el tiempo que tarda la onda en llegar a la carga y reflejarse.



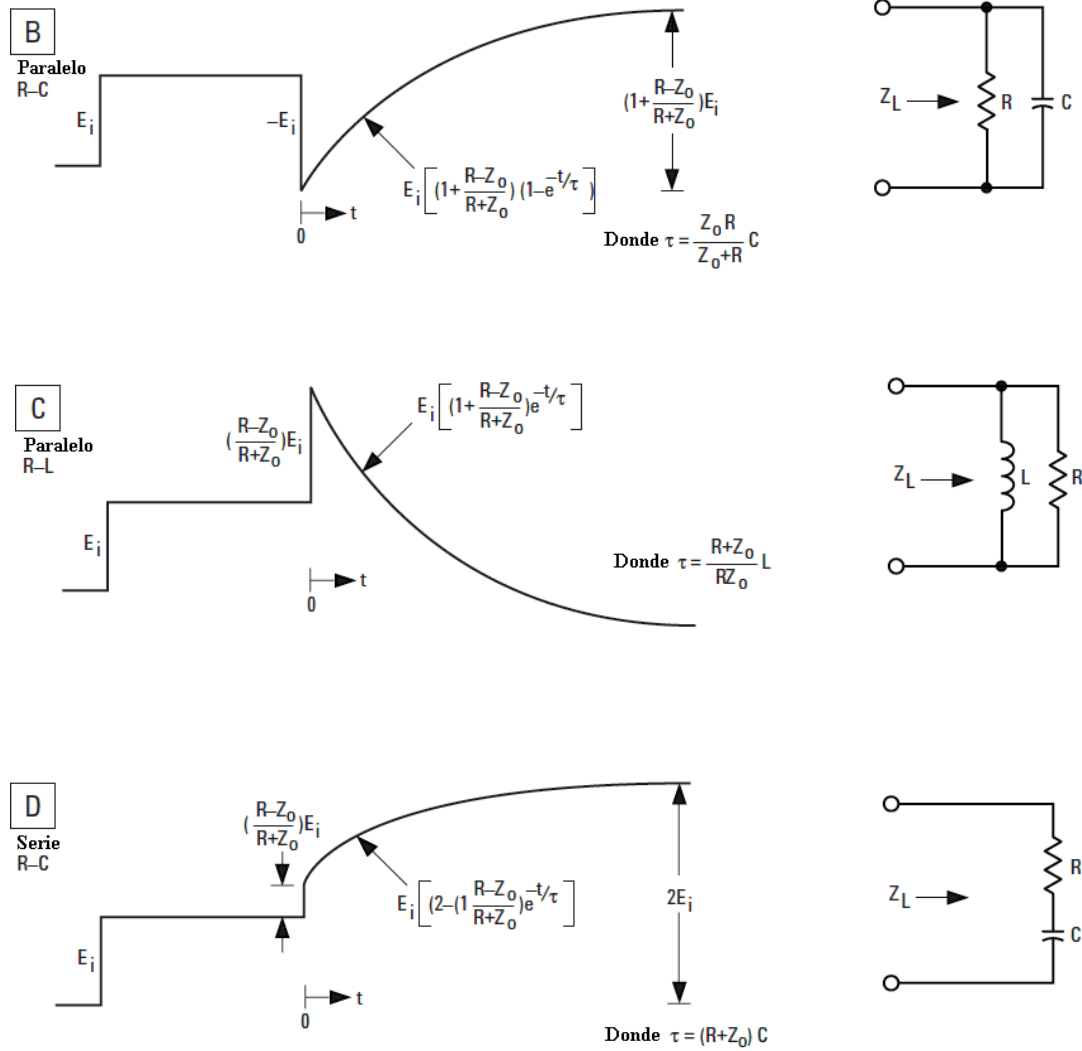


Figura 2. 9: Reflexiones producidas por una impedancia imaginaria.

2.6.2. Análisis TDA mediante VNA.

Un analizador de redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas, especialmente aquellas propiedades asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S).

El plano de referencia de dicho instrumento se puede colocar en distintas posiciones, dependiendo de qué medidas se quieran realizar, si las correspondientes a reflexión o bien las correspondientes a transmisión. El rango de frecuencias utilizado frecuentemente para este método va desde los 200 MHz a los 20 GHz. Precisamente por esto, este método tiene varias limitaciones, entre ellas, que la calibración puede no ser válida en todo el rango de frecuencias.

Hay dos tipos principales de analizadores de redes:

- SNA (Scalar Network Analyzer) – Analizador de redes escalar, mide propiedades de amplitud solamente.
- VNA (Vector Network Analyzer) – Analizador de redes vectoriales, mide propiedades de amplitud y fase.

Para realizar las mediciones usando VNA hay que tener en cuenta dos aspectos importantes:

- Ancho de banda de la frecuencia intermedia:
El analizador vectorial convierte la señal recibida desde el generador a una frecuencia más baja denominada frecuencia intermedia.
- Número de puntos
A la hora de elegir el número de puntos que se deben usar, se tiene que tener en cuenta que debe ser lo suficientemente grande para lograr una buena resolución ya que, dependiendo de las características que se tengan que medir, se necesitará una mayor o menor resolución. Además es bueno saber que aumentando el número de puntos no se aumenta de manera significativa el procesamiento. Para garantizar una correcta calibración de la medición, dicha calibración se debe llevar a cabo con la misma cantidad de puntos que se utilizarán para la medición del DUT.

Analizando la situación hasta ahora descrita en el dominio de la frecuencia, aparece la utilización de los parámetros de dispersión o parámetros S que proporcionan una razón del voltaje de onda reflejada o transmitida frente al voltaje de onda incidente. Para poder

describir unas fórmulas concretas, se realizará un ejemplo básico de dispositivo de dos puertos como el mostrado en la figura 2.10.

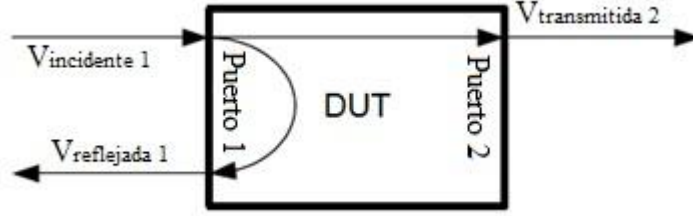


Figura 2. 10: Dispositivo VNA de dos puertos.

Teniendo en cuenta la figura 2.10, se obtiene la siguiente relación de fórmulas que definen los parámetros S:

$$S_{11}(f) = \left. \frac{V_{reflejado1}(f)}{V_{incidente1}(f)} \right|_{V_{incidente2}=0} \quad S_{21}(f) = \left. \frac{V_{transmitida2}(f)}{V_{incidente1}(f)} \right|_{V_{incidente2}=0} \quad (2.9)$$

$$S_{12}(f) = \left. \frac{V_{transmitida1}(f)}{V_{incidente2}(f)} \right|_{V_{incidente1}=0} \quad S_{22}(f) = \left. \frac{V_{reflejado2}(f)}{V_{incidente2}(f)} \right|_{V_{incidente1}=0}$$

Los parámetros S se representan en magnitud o fase frente a la frecuencia y pueden ser observados mediante el analizador vectorial de redes. Generalmente, los parámetros S_{11} y S_{21} son los que más información relevante pueden ofrecer ya que corresponden al coeficiente de reflexión y coeficiente de transmisión respectivamente, similares al coeficiente de reflexión y transmisión en TDR/TDT.

2.6.3. Comparativa TDR/TDT versus VNA.

La diferencia entre un instrumento TDR/TDT y un VNA, es que el primero es capaz de representar el voltaje frente al tiempo y el segundo representa potencia frente a la frecuencia.

Realizando una comparación entre los dos esquemas de medición puede observarse, figura 2.11, esta característica que les distingue:

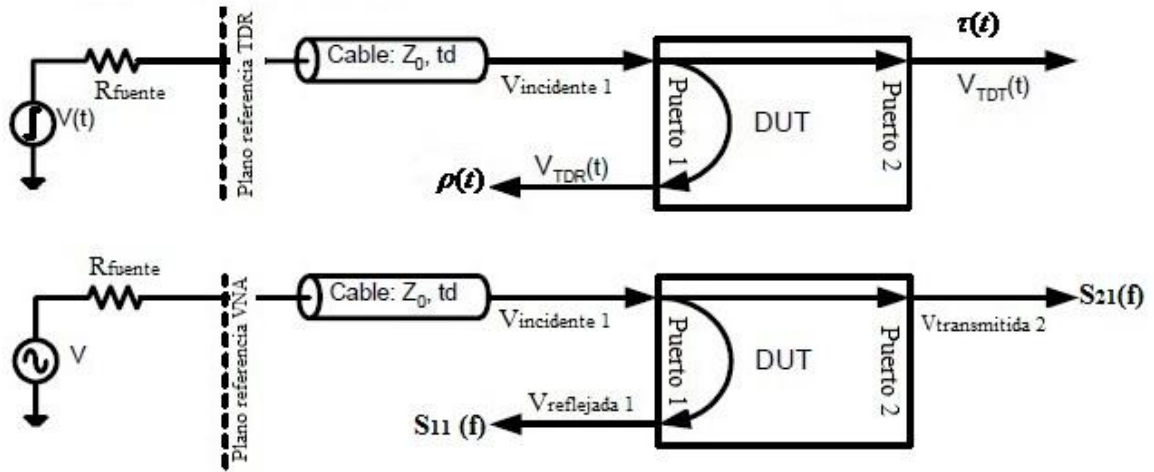


Figura 2. 11: Esquemas de medición TDR y VNA.

A partir de la teoría, se sabe que el voltaje en el dominio temporal y frecuencial, están relacionados mediante la FFT (*Fast Fourier Transform*) y que el operador deconvolución en el tiempo se corresponde con el operador división en frecuencia. Aplicando entonces las propiedades mencionadas se puede ver fácilmente la relación entre los coeficientes de reflexión y transmisión en TDR y los parámetros S [6].

$$\begin{aligned}
 S_{11}(f) &= FFT(\rho(t)) \quad ; \quad \rho(t) = \frac{1}{N} IFFT(S_{11}(f)) \\
 S_{21}(f) &= FFT(\tau(t)) \quad ; \quad \tau(t) = \frac{1}{N} IFFT(S_{21}(f))
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

Por tanto, la relación existente entre las mediciones en el tiempo mediante TDR y las realizadas mediante un VNA son directas, lo que permiten que los parámetros S sean

válidos para mediciones de TDT (transmisión) y mediciones TDR (reflexión). Es decir, de las medidas TDT puede obtenerse el parámetro S_{21} y de las medidas TDR el S_{11} .

Para ver más fácilmente dicha relación se expresará de manera gráfica en la figura 2.12.

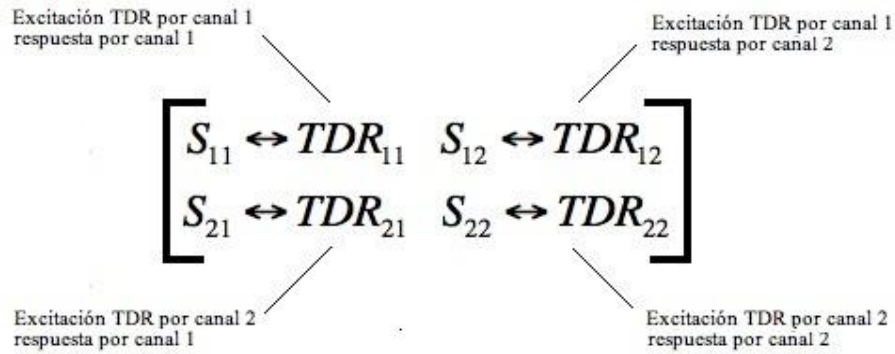


Figura 2. 12: Comparativa de parámetros S con parámetros TDR.

Otra de las diferencias por la que en determinados sistemas se utiliza una herramienta u otra, viene dada por la característica que se quiere medir. Cuando se utiliza TDR, la característica que se va a poder definir con claridad va a ser el retardo con el que llega la señal reflejada, o en el caso de TDT, la transmitida. Mientras que en el dominio de la frecuencia lo que se consigue caracterizar es el desfase con el que se recibe la señal. Realizando esta comparativa gráficamente se obtiene:

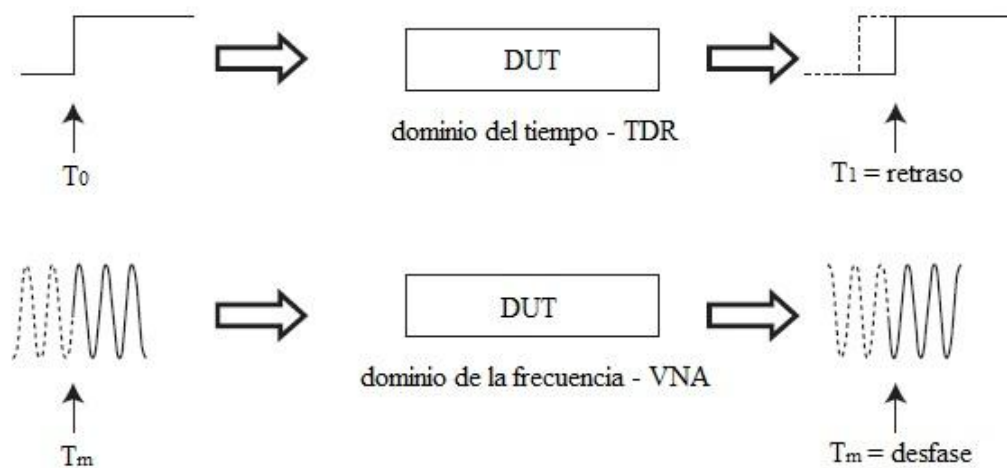


Figura 2. 13: Características a medir en TDR y VNA.

2.6.4. Limitaciones del análisis TDR/TDT y del análisis VNA.

A la hora de ponerse a plantear una medida, hay que tener en cuenta una serie de características que limitarán el análisis.

- Elección del generador:

Para el caso de medidas TDR/TDT, se utiliza un generador de pulsos/escalón con un tiempo reducido de subida. El contenido frecuencial de un escalón depende de su tiempo de subida (risetime) y la potencia disminuye a frecuencias altas. Esto causa pérdidas en el rango dinámico y precisión a frecuencia altas.

Para el caso de VNA, la señal de excitación será de un tono que es barrido alrededor de un rango de frecuencias deseado. La potencia de la fuente es constante en toda la banda de frecuencias lo cual no causa pérdidas de precisión para frecuencias altas.

En la figura 2.14, se muestra la diferencia entre el dominio frecuencial y el dominio temporal de las distintas señales que inyecta el generador ya sea para mediciones TDR/TDT o para mediciones VNA:

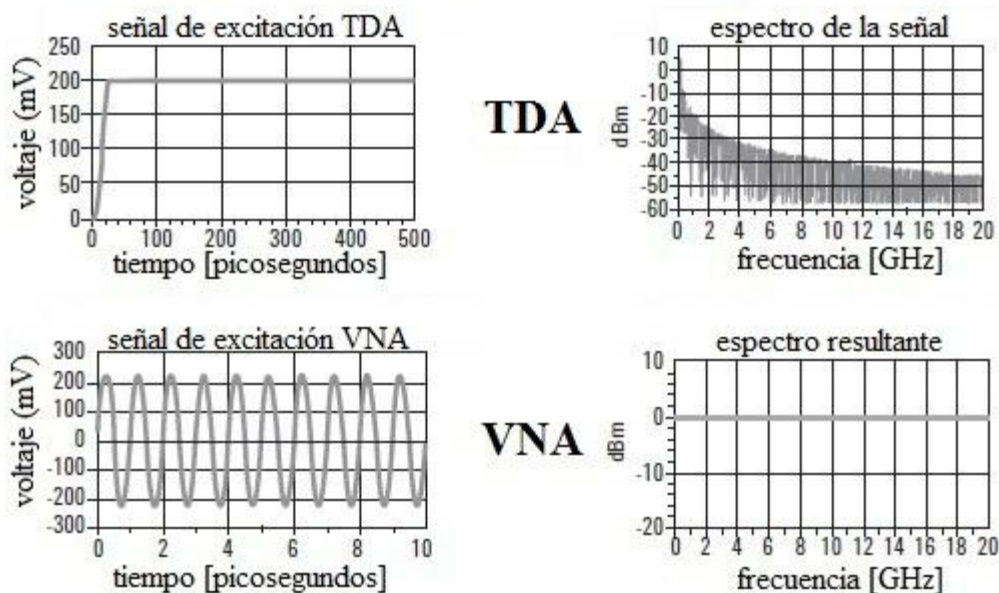


Figura 2. 14: Diferencias entre dominio temporal y frecuencial para TDR y VNA.

- Ancho de banda en recepción:

Normalmente, los sistemas TDA tienen un receptor de banda ancha. Un VNA tiene un selector de ancho de banda de frecuencia intermedia (IF) regulable para intentar reducir significativamente el suelo de ruido hasta llegar a las -110dBm aproximadamente, que suele ser la sensibilidad del aparato receptor. Debido a la banda ancha de TDR/TDT, el ruido es mayor, lo que limita la dinámica de dicha herramienta a un rango alrededor de los 40dB (aprox.) mientras que en VNA ronda los 100dB. Un ejemplo gráfico se puede apreciar en la figura 2.15 [6].

Otra manera de representar el rango dinámico de una manera más clara y precisa, es enfrentar las dos herramientas analizadas y observar sus diferencias:

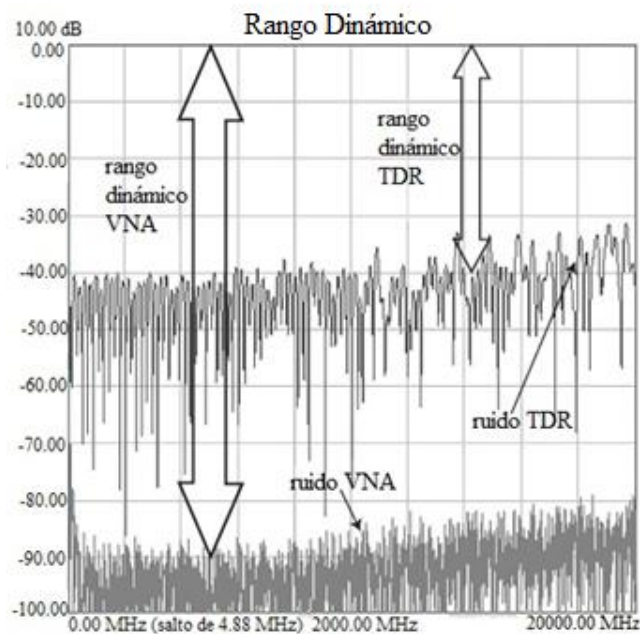


Figura 2. 15: Comparativa del rango dinámico en TDR y VNA.

- Fuentes de error:

Las fuentes de error en un sistema de medición TDR/TDT se pueden dividir en tres áreas. La primera de ellas se situaría en los canales de recepción del osciloscopio, la segunda en el generador de señal y la tercera en los cables y conectores para conectar el dispositivo DUT.

- Osciloscopio
 - Ancho de banda finito limita el tiempo de subida medible.
 - Pequeños errores debido a la diafonía entre canales.
- Generador de señal:
 - Forma del estímulo (tiempo de subida, aberraciones en la señal...)
- Cables y conectores:
 - Introducen pérdidas y reflexiones en el sistema de medición.

En el caso de un VNA, existen errores de sistema, como puede ser el ruido, que no se corrigen mediante calibración. También existen errores que si se pueden corregir mediante técnicas de calibración como pueden ser la interferencia entre puertos o los errores de directividad de cada acoplador. Otro error típico que se suele dar en estos sistemas es que el acoplamiento entre la fuente y la carga no son perfectos lo que da lugar a distintas reflexiones.

- Configuración de medida TDR/TDT en función de la longitud del dispositivo:

Es importante saber aproximadamente la longitud del dispositivo y usar dicho valor para modificar la base temporal adecuadamente. En general, los puntos de tiempo cercanos al dispositivo ayudarán a detectar pequeñas discontinuidades.

En la figura 2.16 se aprecia esa mala elección de la base temporal en la que se realizarán las medidas del dispositivo ya que concentra todos los valores importantes para el análisis en un pequeño rango, mientras que la otra gráfica representa una buena elección de la base temporal, ya que ocupa casi todo el rango de tiempos y se pueden analizar mejor los valores obtenidos.

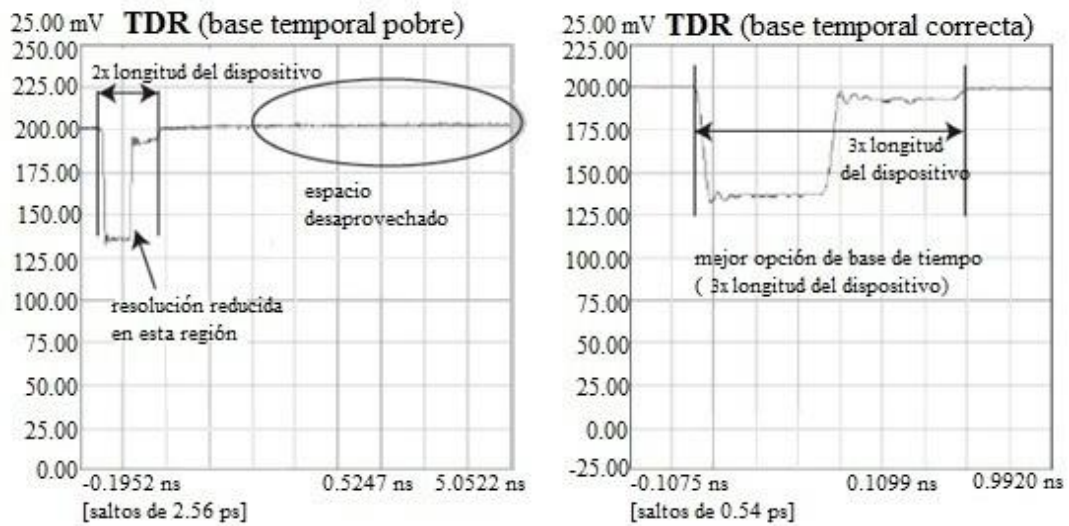


Figura 2. 16: Modificación de la base temporal en TDR.

- Configuración de medida TDR/TDT, la resolución:

Al considerar la resolución que se quiere obtener en el resultado de medición de datos, es importante tener en cuenta dos factores principales: resolución espacial y resolución en el dominio de la frecuencia.

El tiempo de subida y el número de puntos son los principales parámetros que controlan la resolución espacial. Incrementando el número de puntos en el mismo periodo de tiempo mejora la resolución en el dominio del tiempo que ayuda en la detección de resonancias de forma precisa en el dominio de la frecuencia [7].

En la figura 2.17 se representan sobre la misma señal, tres tipos de resolución conseguidas variando el número de puntos, se observa que con un número pequeño de 128 puntos, la señal que se obtiene realiza los cambios de manera muy abrupta, por lo que se deduce que se pierde información en esos cambios, mientras que en la señal obtenida con 1024 puntos se pueden apreciar más claramente todos esos cambios, es decir, se puede analizar más en detalle.

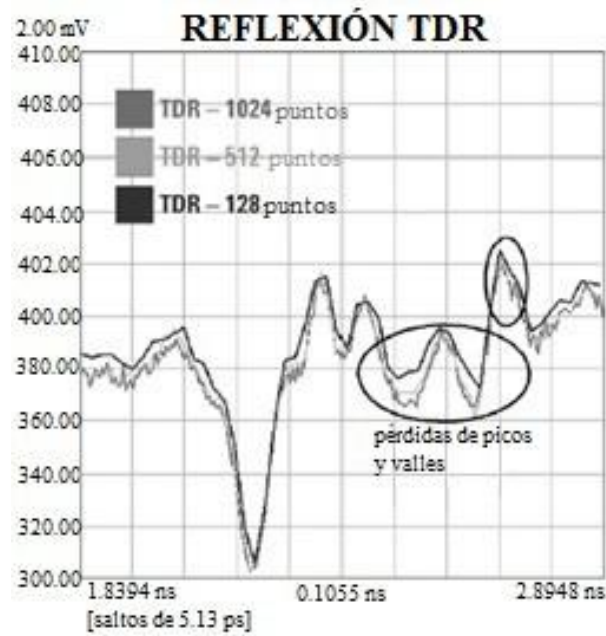


Figura 2. 17: Ejemplo de resolución de un esquema TDR.

- Configuración de medida TDR/TDT : rango dinámico:

A la hora de realizar una medición, ha de tenerse en cuenta la presencia de ruido e intentar minimizar su efecto con objeto de incrementar el rango dinámico de las señales en el dominio del tiempo. Esto puede ser importante a la hora de hacer mediciones de dispositivos que tienen altas pérdidas (40 dB por ejemplo) o cuando se intenta medir niveles de señal muy débiles. Con estas mediciones realizadas se puede obtener un valor promedio del rango dinámico. En general se suele configurar el sistema para que el ruido se sitúe 10 dB por debajo del nivel de señal a medir.

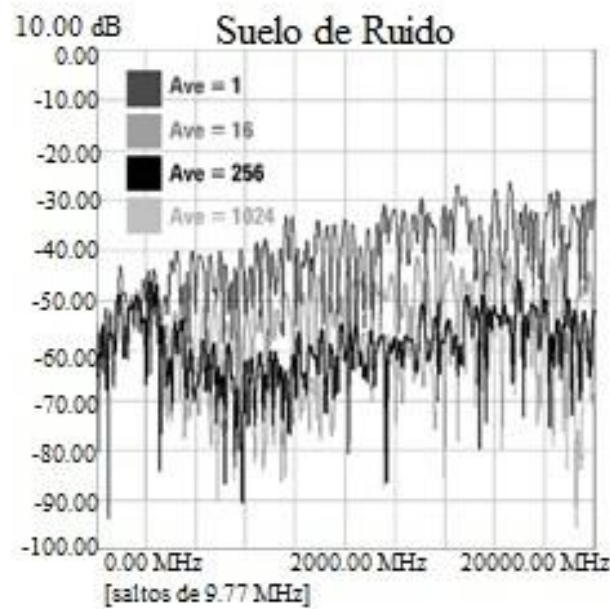


Figura 2. 18: Promedio del suelo de ruido de transmisión.

En la figura 2.18, se muestra el suelo de ruido de transmisión para unas medidas promediadas distinto número de veces.

2.7. Análisis del tipo de señal de test

En el momento de realizar el análisis correspondiente a un dispositivo cualquiera es importante llevar a cabo la selección del tipo de señal que se utilizará para conocer el comportamiento del mismo. Para ello, suelen manejarse dos tipos de señales que dan opción a poder configurarlas de maneras distintas para el futuro análisis TDR/TDT de la señal en el puerto de salida.

- Tecnología de pulso.

Esta tecnología consiste en emitir un pulso. El TDR habilita al receptor para escuchar la señal de reflexión.

La tecnología de pulso solamente puede medir el tiempo entre reflexiones y no puede interpretar fácilmente la información entre éstas tales como las pérdidas graduales en el cable u otro dispositivo. Es conveniente que se pueda ajustar el ancho del pulso. El pulso, cuando se le compara con el escalón, tiene menor energía de señal, lo que conlleva a tener una menor relación señal a ruido. La ventaja que tiene la tecnología de pulso es que gracias a ella se consiguen señales periódicas con características muy ventajosas y de fácil manejo para el análisis de dispositivos.

- Tecnología de escalón.

Por otro lado está la tecnología de escalón, que consiste en que el transmisor emite siempre energía mientras que el receptor escucha. Este procedimiento permite al receptor ver directamente el conector TDR.

Debido a que el receptor analiza una señal constante en el tiempo, es capaz de detectar información que la tecnología pulso no podía, como por ejemplo, la impedancia del cable. Por otro lado la relación señal a ruido se ve mejorada respecto a la tecnología de pulso. El inconveniente que tiene esta tecnología respecto a la tecnología de pulso es que no es posible realizar señales periódicas, por lo que valores que serán necesarios analizar para la caracterización de dispositivos no será posible obtenerlos mediante esta técnica.

Para llevar a cabo el análisis de las redes y dispositivos de este Proyecto se elegirá la tecnología de pulso. Esta elección se debe a que con una señal de tipo pulso, se puede crear una señal periódica como composición de varios de estos pulsos a lo largo del tiempo, es decir, un tren de pulsos. Debido a la periodicidad de esta señal, el cálculo de las medidas se realizará de manera más sencilla que con un escalón. Un ejemplo de porqué elegir una señal o la otra se puede ver reflejado en el análisis de una red ICT completa. Si se quiere caracterizar dicha red introduciendo a la entrada un escalón, el analista que se encuentra en cada toma de usuario tiene que sincronizarse con el analista que introduce la señal y capturar la respuesta al impulso justo en el momento en el que llega el impulso a la toma. Por otro lado con un tren de pulsos no se necesitaría sincronización y podría cogerse cualquier periodo para el análisis.

Uno de los tipos de señal más utilizados en alta frecuencia es el tren de pulsos ya que se puede conocer de forma general su aspecto tanto en el dominio temporal como en el dominio frecuencial y, porque, de la misma manera se puede modificar su propia forma física para así ajustar la señal a las distintas situaciones que se puedan plantear.

Debido a las variaciones que se realicen sobre la señal, habrá que tener en cuenta que estas modificaciones tendrán consecuencia tanto en el dominio que estemos trabajando, por ejemplo el frecuencial, como en el opuesto, el dominio temporal [Véase apartado 2.6].

Un ejemplo básico de estas transformaciones, antes de pasar a la explicación detallada de cada modificación, es ver cómo varía el espectro en frecuencia de un tren de pulsos cuando el parámetro que se modifica es el periodo de dicha señal:

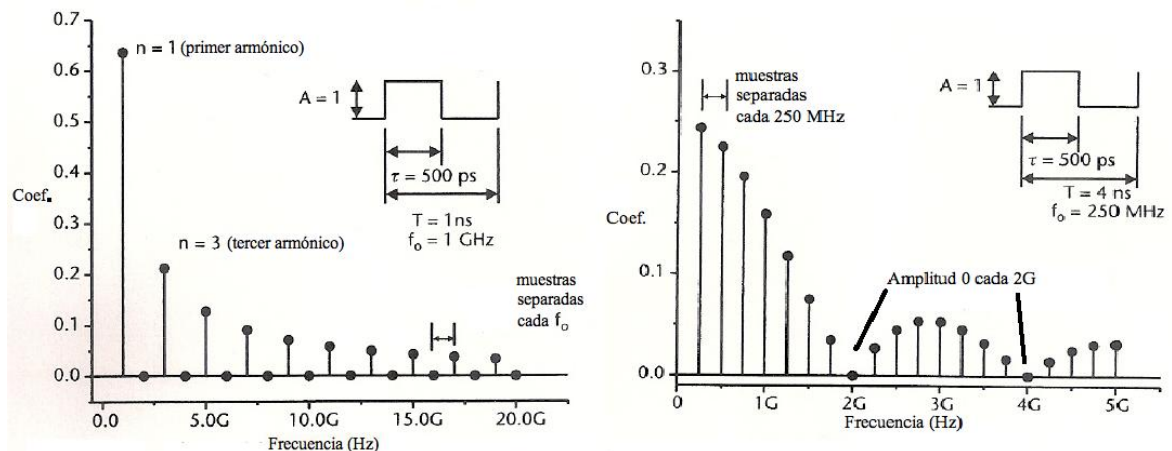


Figura 2. 19: Comparativa de dos señales cuando se modifica su periodo.

Como se puede observar en la figura 2.19, al modificar el parámetro del periodo de la señal de 1 nanosegundo a 4 nanosegundos, se observa que la distancia entre nulos varía dependiendo de cuanto sea el ciclo de trabajo del pulso. Con este cambio queda demostrado que la modificación del ciclo de trabajo de la señal en el dominio del tiempo influye de manera directa en el aspecto de la señal en el dominio de la frecuencia [8].

2.8. Análisis en frecuencia de un tren de pulsos

La transformada de Fourier de un pulso, señal que se puede utilizar para caracterizar un dispositivo, es una función conocida como “sinc” que se verá modificada en función de cómo se varíen los parámetros que caracterizan un tren de pulsos, parámetros que se analizarán en el apartado siguiente *2.9 Caracterización de la señal*.

Para ver mejor en qué consiste una sinc, se puede representar comparándola con una función coseno.

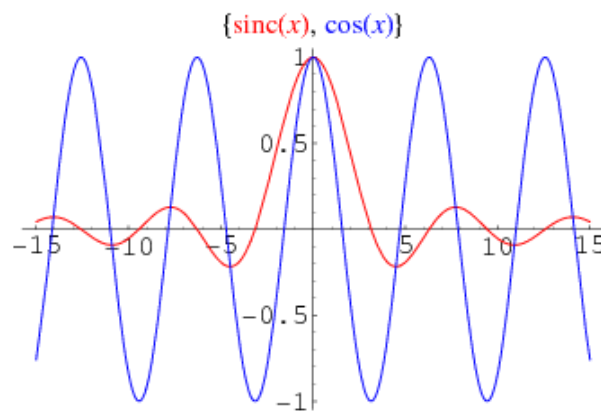


Figura 2. 20: Comparativa de SINC con COSENO.

Por otro lado, es sabido que en el dominio del tiempo, cuando introducimos una señal de excitación $x(t)$ por el puerto 1 del dispositivo a analizar, el cual tiene una respuesta al impulso desconocida, $h(t)$, se recibe en el puerto 2 del dispositivo una señal $y(t)$. A esta señal $y(t)$ se le denomina convolución entre la señal de entrada y la respuesta al impulso del dispositivo y se representa de la siguiente manera:

$$x(t) * h(t) = y(t) \quad (2.11)$$

Esta ecuación responde al siguiente diagrama de bloques

2.8 ANÁLISIS EN FRECUENCIA DE UN TREN DE PULSOS

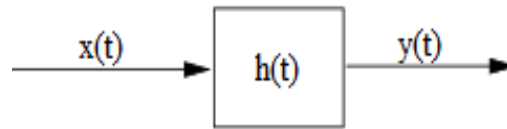


Figura 2. 21: Diagrama de bloques típico de una convolución.

Por otro lado, se tiene que la señal $x(t)$ es conocida, ya que es la señal que se introduce para caracterizar al dispositivo y que la señal $y(t)$ podemos medirla a la salida del puerto 2 del dispositivo. Lo que se busca en realidad es la $h(t)$ del dispositivo que será la que caracterice su comportamiento.

En el dominio temporal, calcular $h(t)$ puede ser complejo, por lo que puede ser interesante trasladarse de dominio.

Para poder transformar una ecuación que se encuentra en el dominio del tiempo a una ecuación en el dominio frecuencial, se utilizará la transformada de Fourier. Con esta transformada, la ecuación anterior quedaría:

$$x(t) * h(t) = y(t) \rightarrow TF \rightarrow X(f) \cdot H(f) = Y(f) \quad (2.12)$$

donde, realizando las equivalencias, se obtiene que $X(f)$ es la transformada de Fourier de $x(t)$, $H(f)$ la función de transferencia, $Y(f)$ es la de $y(t)$ y el operador convolución es equivalente al operador producto.

Al despejar la primera ecuación aplicando la transformación de la segunda ecuación, se obtiene:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (2.13)$$

Se observa que la ecuación obtenida es mucho más sencilla de operar que la obtenida en el dominio del tiempo, por lo que se la utilizará para conseguir el valor de $h(t)$, que

será la transformada de Fourier inversa del resultado obtenido de la fórmula anterior, $H(f)$ [9].

Otra manera de poder conseguir el valor de $h(t)$ es calculando los parámetros S del dispositivo a analizar. Como lo que se pretende saber es cómo se comporta el dispositivo, basta con conocer la señal que se le introduce y la señal a la salida del dispositivo y comparando ambas señales se puede obtener una caracterización aproximada del dispositivo analizado.

Analizando mediante parámetros S , se puede ver que el valor que se pretende conocer es el parámetro relacionado con la transmisión, es decir, el S_{21} , ya que se sabe:

$$H(f) = S_{21} \quad (2.14)$$

En este procedimiento de cálculo, se parte de la base de que el rango de frecuencias en las que queremos observar la respuesta del dispositivo es conocido, frecuencias que obtenemos a partir de los parámetros S . Estas frecuencias permiten definir una frecuencia de simulación máxima ($F_{s \max}$) y una frecuencia de simulación mínima ($F_{s \min}$). Análogamente puede obtenerse otro de los parámetros que pueden ser modificados para realizar el ajuste, la frecuencia de simulación (F_s). Dicho procedimiento de cálculo se analiza más detalladamente en el apartado 2.10.

2.9. Caracterización de la señal de test

Una vez que se ha elegido ya la señal con la que se va a trabajar y sabiendo que es una señal en la que se pueden modificar una serie de parámetros para ajustarla a las necesidades de cada momento, se va a analizar qué parámetros son esos (figura 2.22) y de qué manera se pueden ir variando, sabiendo que estas variaciones producirán una serie de limitaciones en nuestra señal.

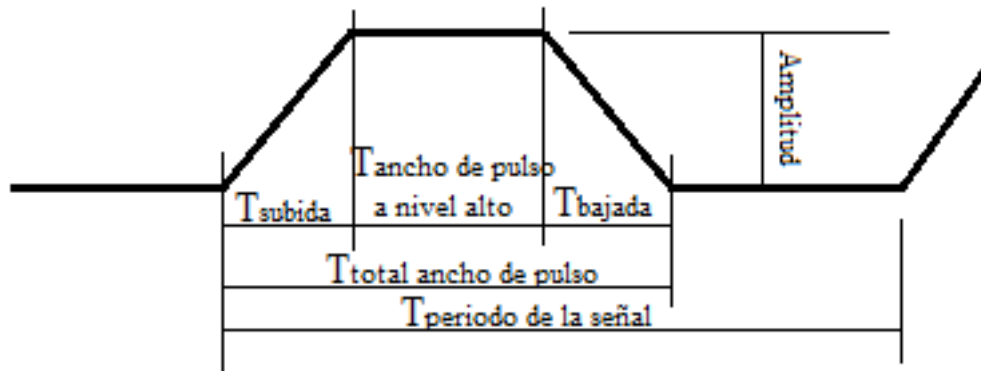


Figura 2. 22: Parámetros característicos de un tren de pulsos.

Los tres parámetros principales que se pueden manejar para ajustar la señal son el tiempo de subida (rise time), el tiempo de bajada (fall time) y la anchura de pulso.

- Tiempo de subida:

El tiempo de subida o “rise time” es uno de los parámetros característicos de las señales que se van a analizar. Está definido como el tiempo que tarda la señal en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.

Para llevar a cabo el análisis se va a variar este parámetro, ya que modificando el valor del tiempo subida en el dominio del tiempo, se modifica también el contenido espectral de la señal, hecho que ayudará a reducir el efecto de la componente de ruido que provoca interferencias.

Analizando las distintas modificaciones que se pueden realizar del tiempo de subida, se observa que incrementando el valor de tiempo de subida inicial, a la señal le lleva más tiempo alcanzar su valor máximo (figura 2.23) pero analizando este hecho en el dominio frecuencial se puede ver que la energía de la señal se acumula en rangos pertenecientes a las bajas frecuencias (figura 2.24). En cambio, si se disminuye el tiempo de subida de la señal, aparte de reducir el tiempo que la señal emplea en alcanzar el valor máximo se consigue, en el dominio frecuencial, expandir la energía de la señal hacia valores más

altos de frecuencias. Debido a esto, se puede afirmar que el tiempo de subida tiene relación proporcional con el contenido en frecuencia de la señal analizada.

Para poder entender mejor lo anteriormente expuesto, se realizarán una serie de ejemplos de modificaciones del tiempo de subida de un tren de pulsos.

En esta figura 2.23, se aprecia la variación que sufre el pulso a medida que se va aumentando el tiempo de subida.

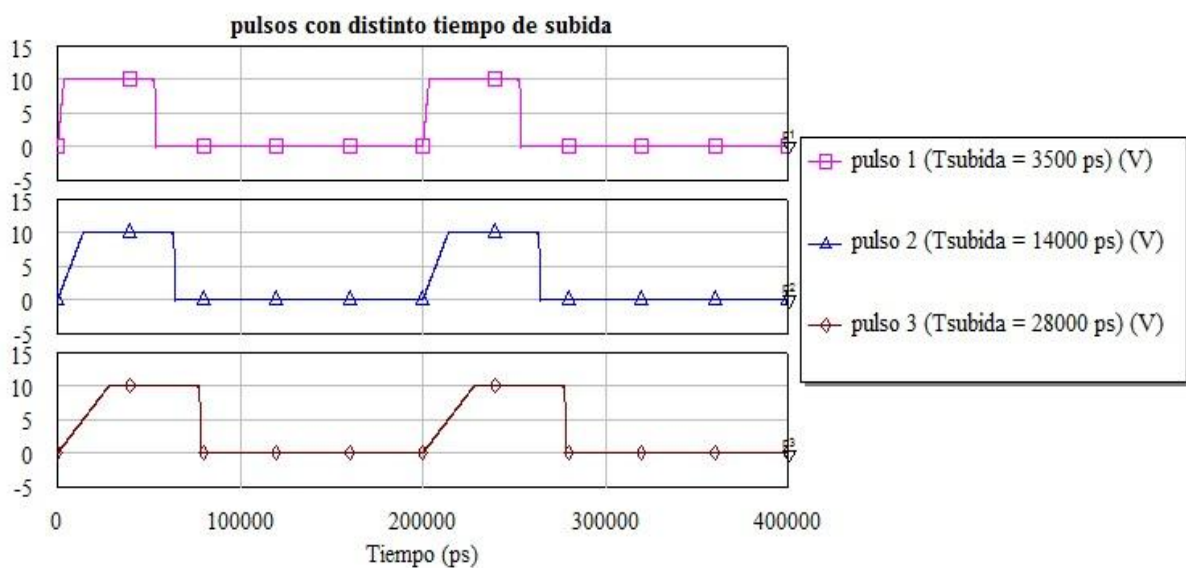


Figura 2. 23: Simulación de pulsos con distintos tiempos de subida.

En esta segunda gráfica, figura 2.24, se representa lo que ocurre en el dominio de la frecuencia a medida que se va aumentando el tiempo de subida. Como se puede observar, la respuesta en frecuencia de las variaciones del tiempo de subida no varía considerablemente, por lo que se deduce que no será uno de los parámetros mas importantes a la hora de realizar el ajuste de la señal.

2.9 CARACTERIZACIÓN DE LA SEÑAL DE TEST

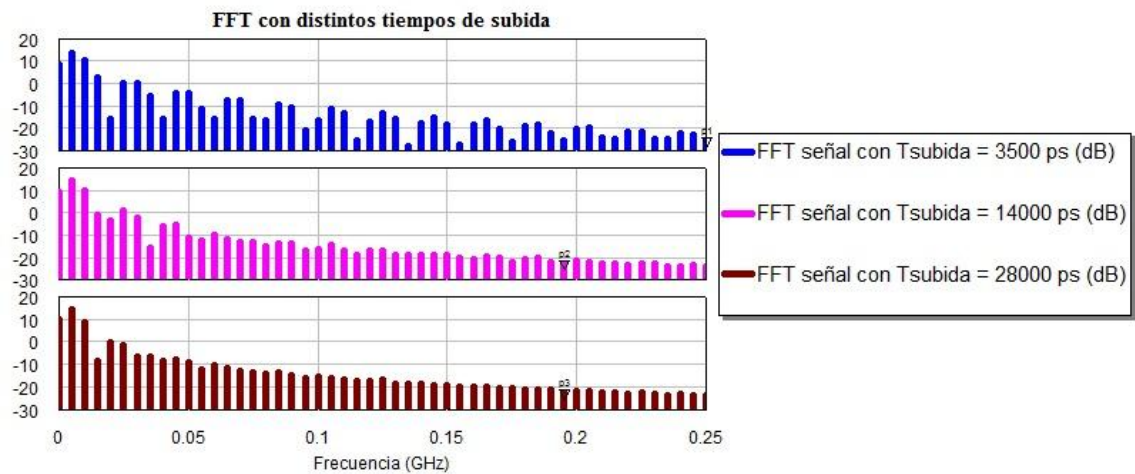


Figura 2. 24: Simulación de la FFT de pulsos con distintos tiempos de subida.

- Tiempo de bajada.

El tiempo de bajada o “fall time” es otro de los parámetros característicos de la señal, que se puede variar dependiendo de las necesidades de cada caso. Está definido como el tiempo que tarda la señal en alcanzar desde el 90% al 10% de su valor final.

Igual que ocurriría con el tiempo de subida, se pueden analizar los distintos casos que se dan cuando se modifica dicho valor. Cuando el valor del tiempo de bajada se incrementa, en el dominio temporal se observa que la señal tarda más en conseguir ese 10% de su valor final (figura 2.25) mientras que en el dominio frecuencial la energía del espectro se acumula en rangos de frecuencias bajas (figura 2.26). En el caso contrario, cuando se disminuye el tiempo de bajada, en el dominio frecuencial la energía se reparte por todo el rango de frecuencias, mientras que en el dominio temporal, el tiempo empleado en alcanzar el 10% del valor final es mucho menor.

Igual que se ha hecho con el parámetro anterior, se ilustrarán estas modificaciones para entenderlo mejor.

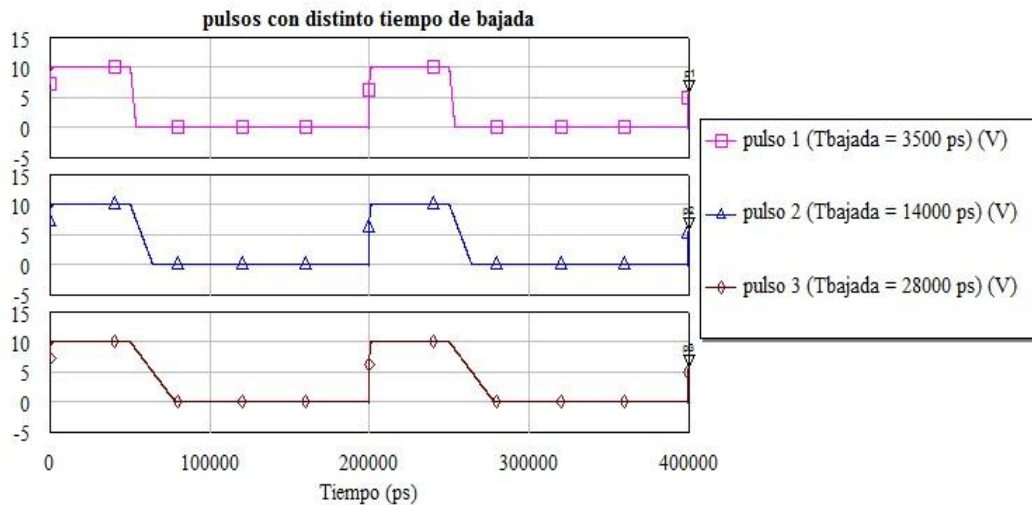


Figura 2. 25: Simulación de pulsos con distintos tiempos de bajada.

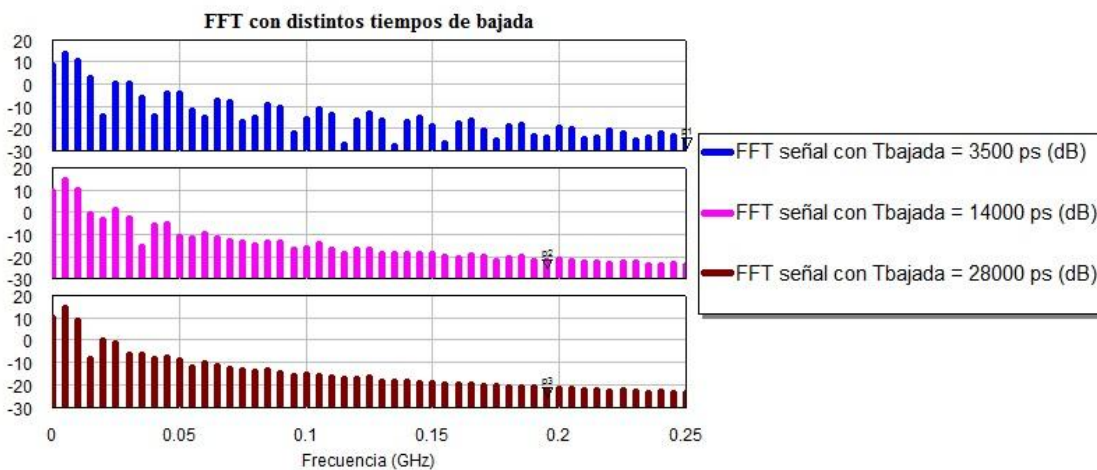


Figura 2. 26: Simulación de la FFT de pulsos con distintos tiempos de bajada.

Igual que ocurría con el caso anterior, en la respuesta en frecuencia ante la variación del tiempo de bajada se observa que no varía notablemente entre ellas, por lo que tampoco será un parámetro decisivo en el ajuste

- Anchura de pulso.

La anchura de pulso de una señal puede definirse como el tiempo durante el cual la señal se encuentra en su valor máximo. Esta anchura de pulso es otro de los parámetros

2.9 CARACTERIZACIÓN DE LA SEÑAL DE TEST

característicos de la señal que puede modificarse para ajustar dicha señal a nuestras medidas. Cuando se aumenta el valor de la anchura de pulso (figura 2.27) se consigue, en el dominio frecuencial, aumentar la energía de la señal. Sin embargo, al disminuir el valor se consigue el efecto contrario (figura 2.28).

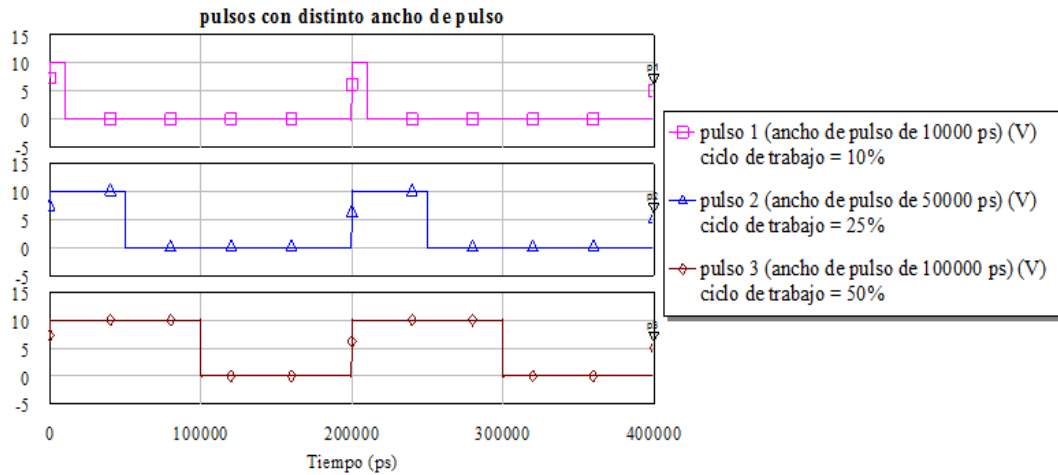


Figura 2. 27: Simulación de pulsos con distintos anchos de pulso.

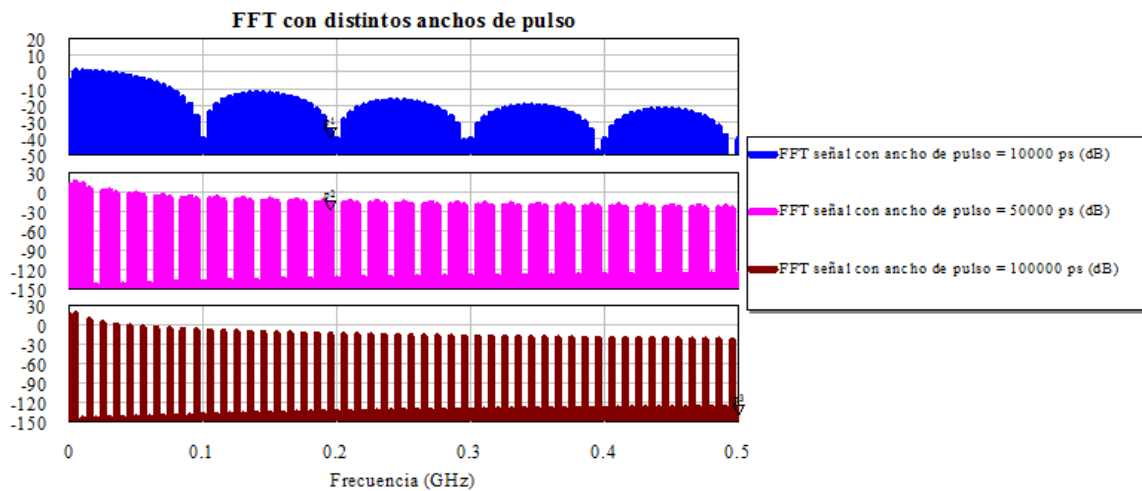


Figura 2. 28: Simulación de FFT de pulsos con distintos anchos de pulso.

Como se puede observar, el mejor ancho de pulso con el que se puede caracterizar una señal es aquel que cumpla que sea el 50% del ciclo de trabajo, ya que se obtiene un rango de frecuencias mas grande con una respuesta relativamente plana, lo que será de gran ayuda para el posterior análisis de distintos dispositivos que se realizará en este proyecto.

2.10. Aplicación de las técnicas TDA a la caracterización de dispositivos

A la hora de caracterizar distintos dispositivos, es interesante obtener la respuesta al impulso. Para ello, será de gran utilidad conocer el valor de los parámetros S , que describen la transferencia de potencia entre distintos puertos de un dispositivo. La relación existente entre dicha respuesta al impulso y los parámetros S , en concreto el parámetro S_{21} , viene dada por:

$$H(f) = S_{21} \quad (2.15)$$

Otra manera de llevar a cabo este cálculo se basa en definir de manera correcta los parámetros necesarios para realizar un análisis mediante técnicas TDR/TDT.

Para la explicación de dicho procedimiento se utilizará el ejemplo de la figura 2.29.

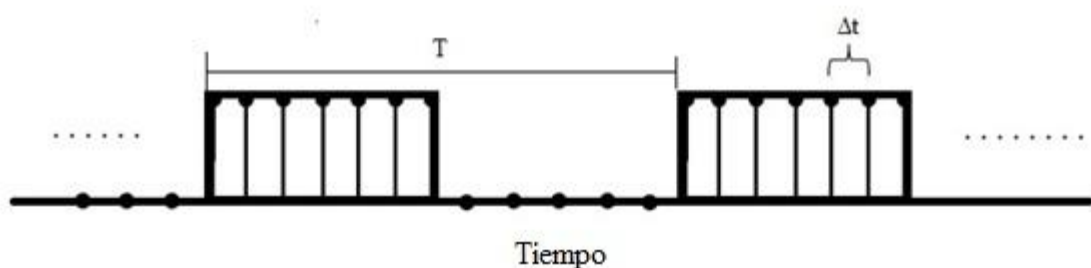


Figura 2. 29: Señal periódica muestreada.

Antes de ponerse a analizar una señal continua periódica en el tiempo hay que elegir una serie de parámetros para que dicho análisis pueda llevarse a cabo de una manera más sencilla. Estos parámetros, a elegir por el ingeniero, son la delimitación del periodo de señal sobre el que realizar el análisis (T), la elección del número de muestras (N) existentes en ese periodo y el periodo con el que se toman estas muestras (Δt).

2.10 APLICACIÓN DE LAS TÉCNICAS TDA A LA CARACTERIZACIÓN DE DISPOSITIVOS

La relación entre los parámetros definidos hasta ahora cumplen la siguiente ecuación:

$$T = N_t \cdot \Delta t \rightarrow N_t = \frac{T}{\Delta t} \quad (2.16)$$

Si se transforma dicha ecuación al dominio de la frecuencia se obtienen los equivalentes entre los dos dominios, el del tiempo y el de la frecuencia.

$$F_{\max} = N_f \cdot \Delta f \rightarrow N_f = \frac{F_{\max}}{\Delta f} \quad (2.17)$$

donde ' F_{\max} ' es la frecuencia máxima de representación de la señal en el dominio de la frecuencia, ' Δf ' es el intervalo de frecuencia en el que se representa cada muestra y N_f es el número de muestras con el que se representa la señal en dicho dominio.

Las equivalencias directas entre estos parámetros frecuenciales y los parámetros temporales se resumen en las siguientes ecuaciones:

$$F_{\max} = \frac{1}{2 * \Delta t} \quad \Delta f = \frac{1}{T} \quad (2.18)$$

Por último mencionar que los parámetros citados están directamente relacionados con los parámetros a utilizar en simulación CAD, ya que en este caso se cumple que:

$$F_{s \max} = N \cdot F_s \rightarrow N = \frac{F_{s \max}}{F_s} \quad (2.19)$$

donde $F_{s \max}$ es la frecuencia de simulación máxima hasta la que se quiere realizar el análisis, F_s es la frecuencia de simulación que tendrá que tener el osciloscopio con el que se vayan a realizar las medidas y esta directamente relacionada con el periodo de la señal de simulación T_s tal que:

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (2.20)$$

Una vez obtenidos los parámetros necesarios se procede a realizar el análisis del dispositivo. Para ello se seguirán una serie de pasos:

- Fijar un valor para la frecuencia de simulación F_s . Este valor fijará también el valor del periodo de simulación T_s de la señal de excitación.
- Establecer la anchura de pulso de la señal para conseguir un ciclo de trabajo aproximado del 50%, por tanto:

$$T_{pw} \approx T_s / 2 \quad (2.21)$$

- Se fija el valor del tiempo de subida y tiempo de bajada a un valor nominal:

$$T_r = T_f \quad (2.22)$$

- Aplicar la FFT sobre un periodo de las señal del puerto de entrada y del puerto de salida fijando el número de armónicos con los que se quiere definir la correspondiente función de transferencia.

$$\begin{aligned} V_{entrada}(f) &= FFT(V_{entrada}(t), T_s, N) \xrightarrow{\text{siendo}} N = \frac{F_{s \max}}{F_s} \\ V_{salida}(f) &= FFT(V_{salida}(t), T_s, N) \xrightarrow{\text{siendo}} N = \frac{F_{s \max}}{F_s} \\ H(f) &= S_{21} = \frac{V_{salida}(f)}{V_{entrada}(f)} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dicho método de cálculo puede utilizarse tanto si se desean fijar unos valores en el tiempo como si los que se desean fijar son los valores en frecuencia, por ejemplo:

2.10 APLICACIÓN DE LAS TÉCNICAS TDA A LA CARACTERIZACIÓN DE DISPOSITIVOS

- Si se desea obtener la respuesta al impulso mediante los parámetros S definidos en el rango entre 0 y 1 GHz con una resolución de 500 puntos:

De la ecuación 2.19, despejando la frecuencia de simulación, se obtiene:

$$F_s = \frac{F_{s\ max}}{N} = 0.002\ GHz$$

y una vez obtenida la frecuencia de simulación, se puede calcular el periodo de simulación mediante la ecuación 2.20:

$$T_s = \frac{1}{F_s} = 500000\ picosegundos$$

Por último, con el periodo de simulación calculado, se obtiene el valor de la anchura de pulso necesaria que viene dada por la ecuación 2.21:

$$T_{pw} = \frac{T_s}{2} = 250000\ picosegundos$$

Por último, otra posibilidad para realizar en este caso el cálculo de la respuesta al impulso de la red/dispositivo, se basa en utilizar una función llamada TDR-LPI (*Time Domain Response – Low Pass Impulse*) [10]. Esta función está implementada en el software *Microwave Office AWR* y se basa en calcular la respuesta al impulso realizando medidas en el tiempo. El proceso es similar a la realización de medidas en el tiempo TDR/TDT y mantiene también cierto parecido con la medida TDR disponible en algunos VNA's.

Capítulo 3

Análisis de dispositivos mediante técnicas de medida TDA

3.1. Aparatos de medida

En la actualidad hay que enfrentarse a un gran número de retos a la hora de medir dispositivos de radiofrecuencia en entornos I+D y fabricación. Para ambos escenarios es indispensable disponer de equipos de test y medidas rápidos, precisos, flexibles y altamente integrados, que permitan desarrollar diseños de forma concisa y con el menor número de iteraciones posibles, logrando así reducir el tiempo y el coste de las medidas, y en consecuencia, aumentar el rendimiento del equipo.

Todo esto es posible gracias a la arquitectura avanzada de los analizadores vectoriales de redes, que además de mejorar las prestaciones actuales del mercado, permiten ser configurados para un gran número de medidas que van más allá de los parámetros S.

El analizador vectorial de redes utilizado para realizar todas las medidas en los distintos dispositivos y obtener los parámetros S ha sido el E5062A de Agilent. Dicho analizador se encuentra disponible en el Laboratorio de Ondas de la Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Madrid. Trabaja un rango de frecuencias que va de los 300 KHz a los 3 GHz con Puentes SWR pasivos de $50\ \Omega$ [3].

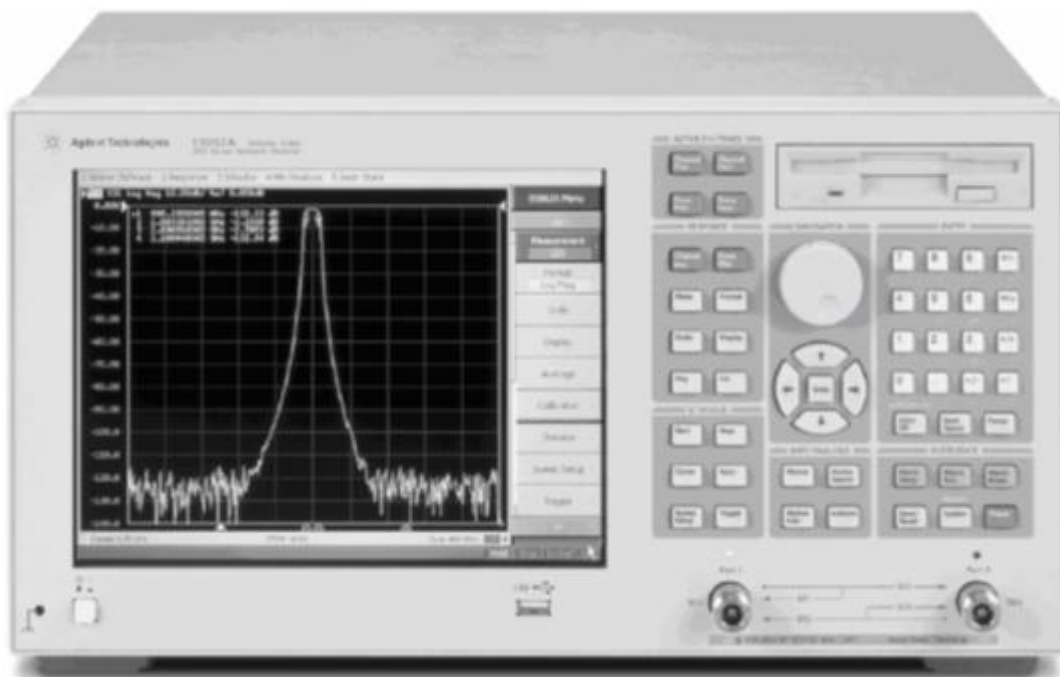


Figura 3. 1: Analizador vectorial de redes Agilent E5062A.

Cuando se utiliza un analizador vectorial de redes, antes de realizar cualquier medición hay que llevar a cabo un proceso de calibración.

Es importante comprender que ciertos factores contribuyen produciendo errores en las medidas. A fin de que éstas sean más precisas será necesario calibrar previamente el aparato y eliminar así dichos errores. Se pueden clasificar en tres categorías:

- Errores de derivación: Están provocados por desviaciones en el comportamiento del aparato de medida tras la calibración. Las causas principales son la expansión térmica de los cables conectados y la desviación térmica del transformador de frecuencia dentro del aparato. Estos errores se pueden reducir llevando a cabo frecuentes calibraciones cuando la temperatura ambiente cambie.
- Errores aleatorios: Este tipo de errores ocurren de forma irregular a lo largo del tiempo. Como los errores aleatorios son impredecibles, no se pueden eliminar en una calibración. Se suelen agrupar en ruidos internos del analizador, mal ajuste de los conectores por parte del usuario, etc.
- Errores sistemáticos: Este tipo de errores están causados por imperfecciones en el aparato de medida así como en cables, conectores, etc. Teniendo en cuenta que estos errores son repetitivos y, por tanto, predecibles y que sus características no cambian con el tiempo, es posible eliminarlos matemáticamente al tiempo que la medida determinando las características de esos errores en una calibración.

Mediante dicho proceso de calibración se suministra al analizador toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos que son a los que se debe tener más cuidados.

Para llevar a cabo dicho proceso se utiliza una aplicación que se carga directamente en el analizador vectorial de redes, el VBA (Visual Basic for Applications). Esta aplicación será la que permita realizar la calibración del analizador de manera sencilla. También será útil a la hora de seleccionar el número de puertos necesarios para cada medida y almacenará las medidas en un formato compatible al programa que se usará en este proyecto para obtener el análisis TDR, el *Microwave Office AWR*.

3.2. Caracterización de distintos dispositivos

3.2.1. Caracterización de circuitos simples

Antes de empezar a caracterizar dispositivos mediante TDA, se realizará la caracterización de elementos circuitales simples para aprender y entender mejor el manejo del programa de simulación que se utilizará durante el proyecto.

El primero de estos elementos circuitales es una bobina. Para realizar el análisis correspondiente, primero se calcularán los parámetros necesarios para la simulación:

- Frecuencia máxima de simulación: es el valor máximo del rango de frecuencias en el que se han medido los parámetros S, que en este caso es de 2.15 GHz.
- Frecuencia de simulación: es el valor de los saltos que toman las frecuencias en las medidas de parámetros S, que en este caso es 0.005 GHz.
- Periodo de simulación: es la inversa de la frecuencia de simulación, es decir,

$$T_s = \frac{1}{F_s} = 200000 \text{ picosegundos.}$$

- Ancho de ventana: que es el 50% del periodo de simulación, es decir,

$$T_w = \frac{T_s}{2} = 100000 \text{ picosegundos.}$$

- Número de armónicos: que se calcula como la relación entre la frecuencia máxima de simulación y la frecuencia de simulación, es decir, $N = \frac{F_{s \text{ max}}}{F_s} = 430$.

Una vez definidos todos los parámetros de simulación, se diseña el circuito:

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

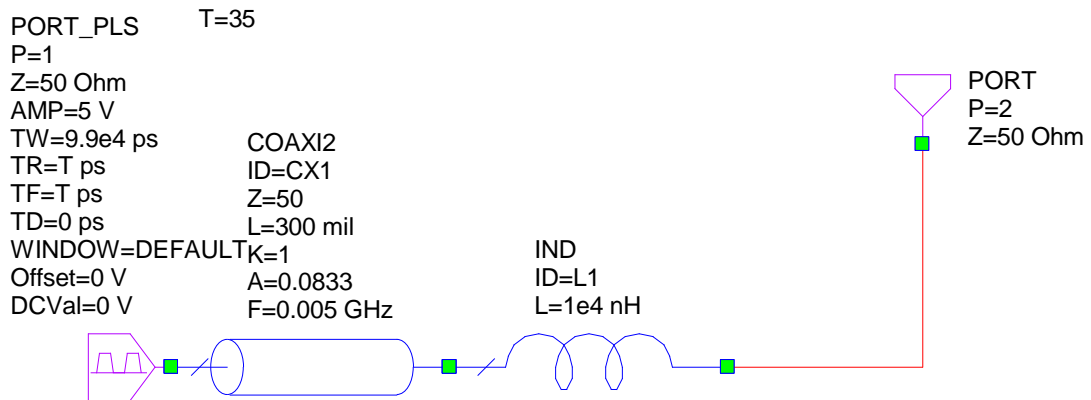


Figura 3. 2: Circuito para análisis de una bobina.

Como se observa, se introduce un tren de pulsos de impedancia característica de 50 ohmios, amplitud de onda de 5 voltios, ancho de pulso de 9.9e4 picosegundos y tiempo de subida y bajada de 35 picosegundos. Realizando una representación del voltaje medido en el puerto 1 y en el puerto 2, se puede observar el comportamiento de este dispositivo en el tiempo:

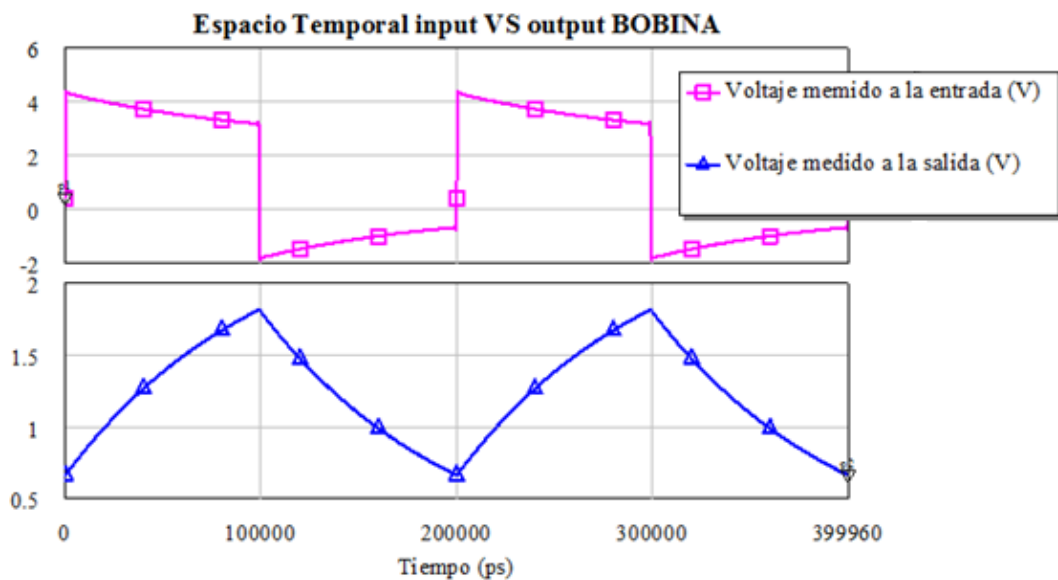


Figura 3. 3: Representación señal entrada y salida de una bobina.

Se aprecia cómo la señal de entrada, el tren de pulsos que le se introduce, se ve modificado a la salida debido al comportamiento de la bobina. Analizando este hecho en frecuencia se va a poder determinar cómo su espectro es prácticamente el mismo pero sufriendo, la señal de salida, una pequeña atenuación de aproximadamente 25 dB respecto de la señal de entrada. Como se veía en el punto 2.9 la respuesta en frecuencia de la señal del tren de pulsos es una sinc, que se aprecia en la figura siguiente:

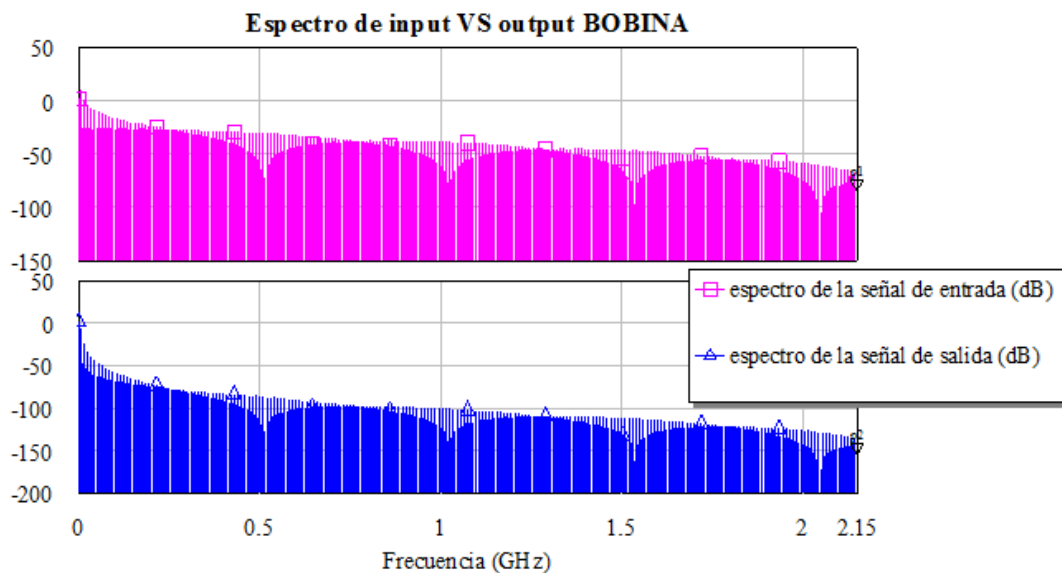


Figura 3. 4: Representación en frecuencia de la entrada y la salida de una bobina.

Si ahora lo que se quiere es comparar los resultados obtenidos habrá que dirigirse a la función de transferencia. En este caso, se enfrentan la función de transferencia obtenida mediante medidas TDR con la función de transferencia obtenida mediante medidas VNA. Se puede apreciar que la medida es prácticamente la misma con la diferencia de una pequeña atenuación.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

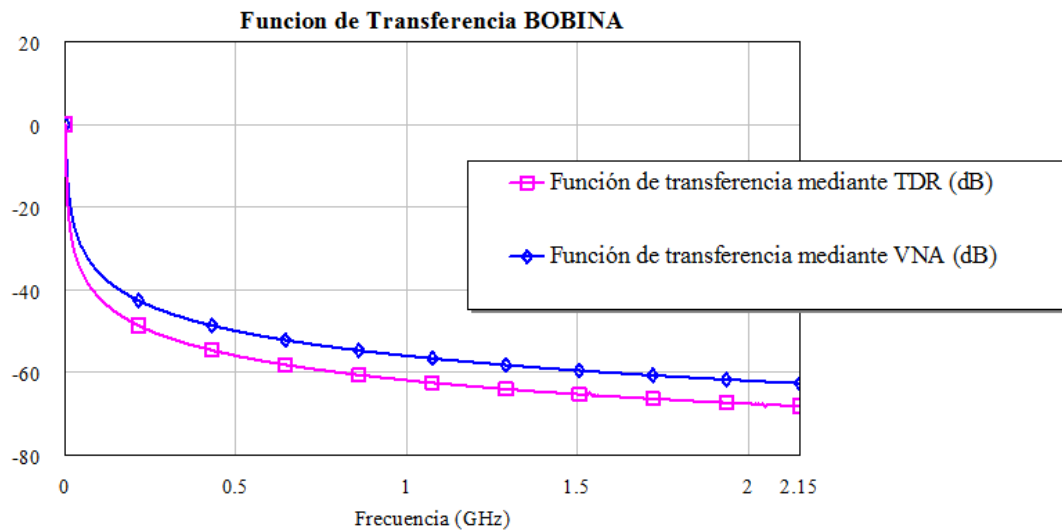


Figura 3. 5: Función de transferencia TDR vs VNA.

Por último, y para obtener una mejor caracterización, se analizarán las respuestas al impulso tanto a la salida, transmisión, como a la entrada, reflexión.

Si se analiza la salida se pueden observar 2 picos destacables. El primero de ellos corresponde con la señal de entrada. No está situado en el 0, por lo que se deduce que tiene un pequeño retardo, lógico ya que desde que se introduce la señal hasta que se mide a la salida pasa un tiempo, muy pequeño en este caso. El otro de los picos podría decirse que es un eco de la señal de entrada que podría venir dado por la reflexión producida en la bobina, creándose en este caso el efecto de múltiples reflexiones.

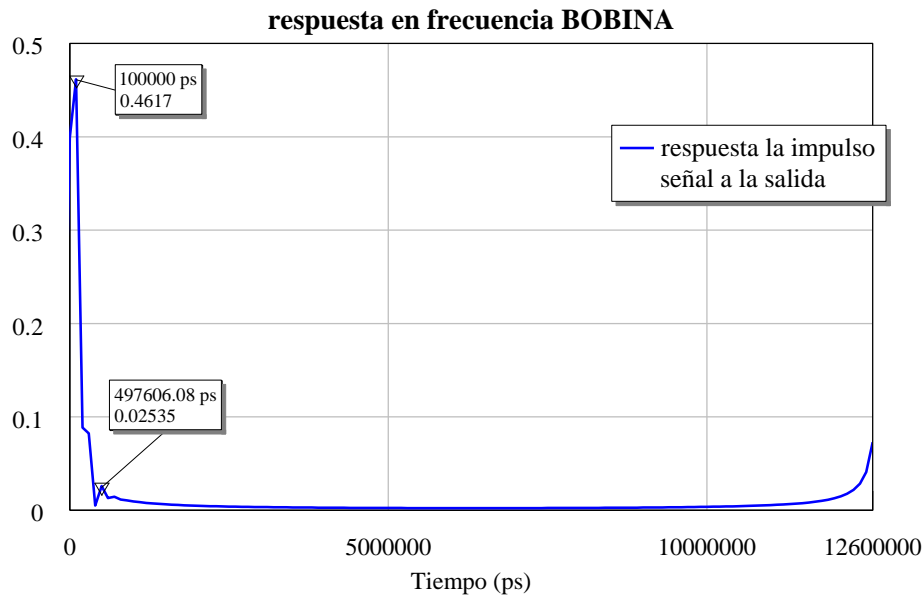


Figura 3. 6: Respuesta en frecuencia a la salida de la bobina.

Así mismo se puede analizar la respuesta en frecuencia de la reflexión obtenida:

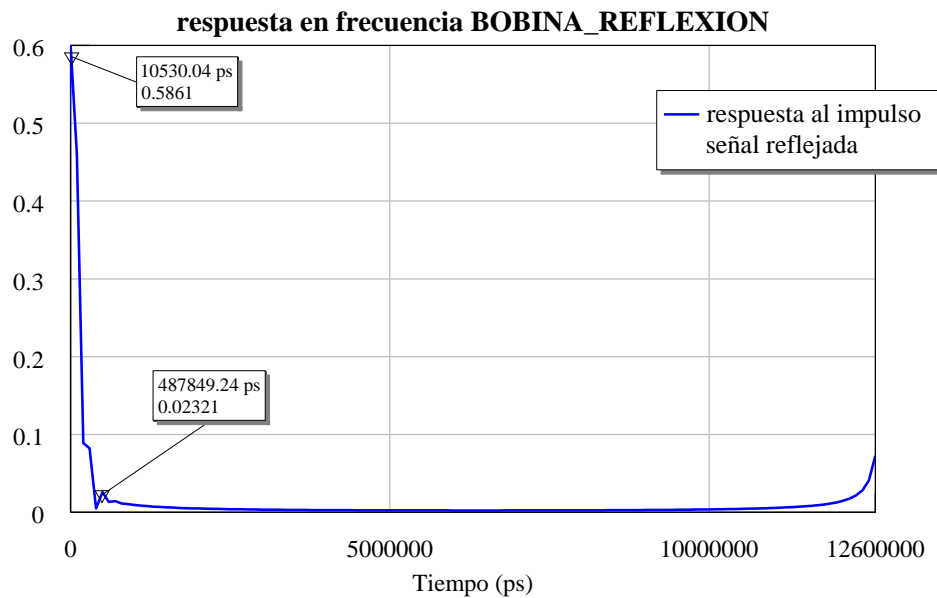


Figura 3. 7: Respuesta en frecuencia en reflexión de la bobina.

Igual que ocurría con la gráfica anterior, se puede ver el pico principal correspondiente a la señal de entrada, esta vez menos retardado que en la señal a la salida, y de nuevo, un pequeño eco, casi despreciable, que puede ser causa de las reflexiones múltiples antes nombradas.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Otro ejemplo que se puede analizar antes de pasar a la parte de análisis de dispositivos, es otro conjunto de elementos circuitales que, juntos y en esa disposición, dan lugar a un filtro RC:

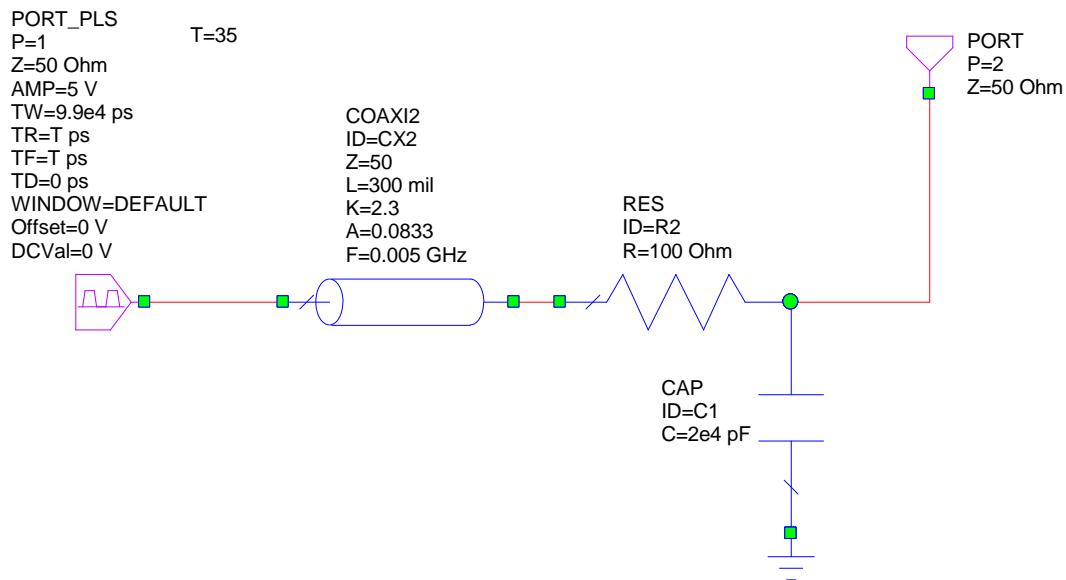


Figura 3. 8: Circuito para análisis de un filtro RC.

Los parámetros de simulación que requiere dicho circuito son los mismo que los calculados anteriormente para el caso del análisis de la bobina.

Igual que ocurría en el ejemplo anterior, se introduce un tren de pulsos con impedancia de entrada de 50 ohmios, tiempo de subida y tiempo de bajada de 35 picosegundos, amplitud de 5 voltios y ancho de ventana de 9.9e4 picosegundos.

Al realizar la representación del voltaje medida a la entrada y a la salida del filtro, se obtiene la siguiente la siguiente gráfica:

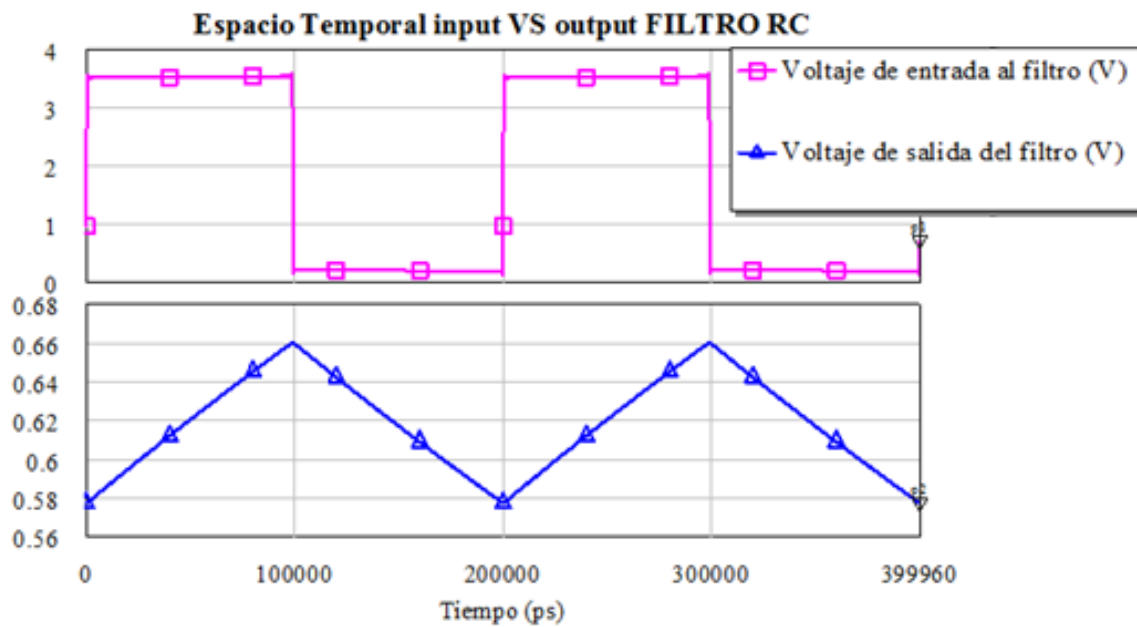


Figura 3. 9: Representación señal de entrada y señal de salida del filtro RC.

En esta figura se puede apreciar cómo se comporta el filtro RC cuando a la entrada tiene un tren de pulsos, pero para poder caracterizarlo mejor, se procederá a realizar un análisis en frecuencia. Esta figura sirve para ver de una manera clara lo explicado en el punto 2.9 y 2.10 de que el ciclo de trabajo de la señal debe ser del 50% para una mejor aproximación de la caracterización.

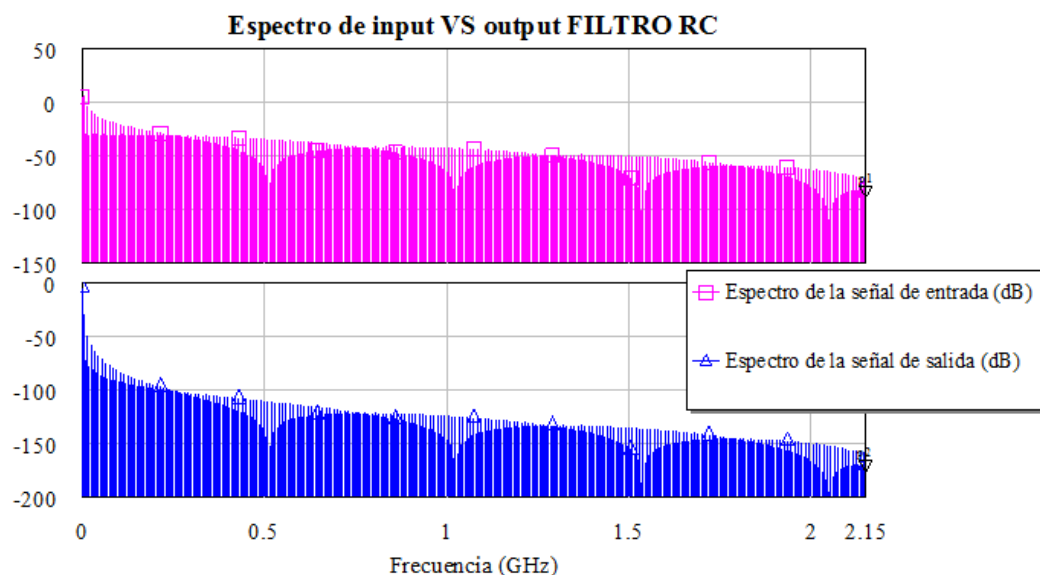


Figura 3. 10: Representación en frecuencia de entrada y salida de un filtro RC.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Se puede apreciar en esta gráfica, como ocurría en el caso anterior, que entrada y salida, en frecuencia, son muy similares. Como es lógico, la salida saldrá atenuada respecto de la entrada debido a las pérdidas ocurridas en la resistencia del circuito.

Si se enfrentan la función de transferencia de las medidas obtenidas mediante análisis en tiempo y mediante análisis en frecuencia, es posible ver q son medidas muy similares, y que con ellas se podrá caracterizar de igual forma el dispositivo que estamos analizando.

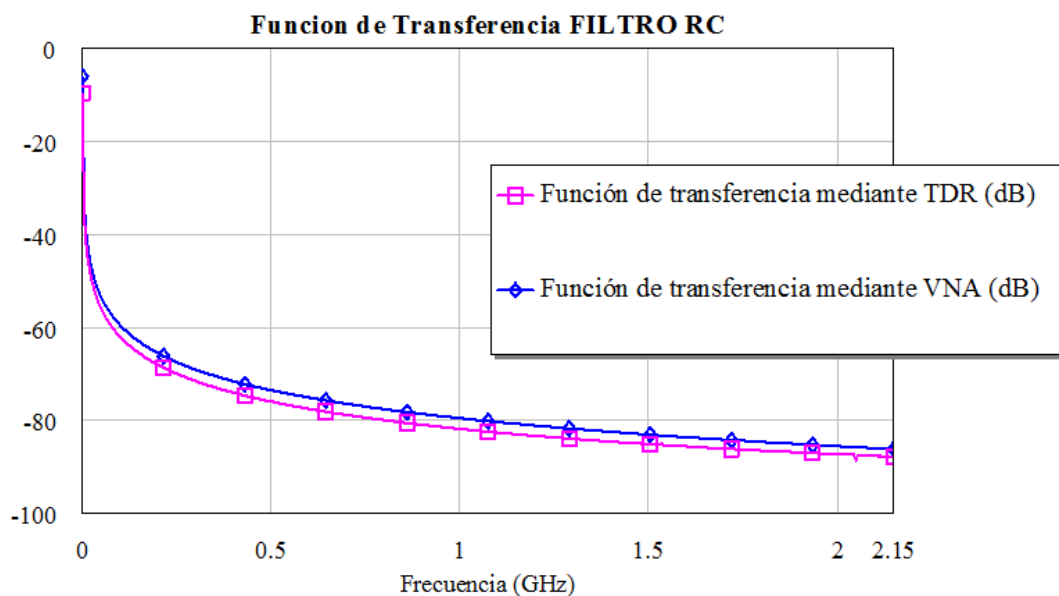


Figura 3. 11: Función de transferencia mediante TDR y VNA.

Igual que se ha hecho en el apartado anterior, se van a analizar las respuestas al impulso tanto a la salida del filtro como la provocada por la reflexión.

A la entrada se puede ver que solo tiene el pico correspondiente con la señal de entrada, y que no tiene ecos. El no tener ecos, puede venir dado a que como este circuito tiene el condensador que tiene un tiempo de descarga determinado, si se han producido ecos, como suelen ser de amplitud más pequeña a la que lleva la respuesta al impulso en la salida, no se vean reflejados en la gráfica.

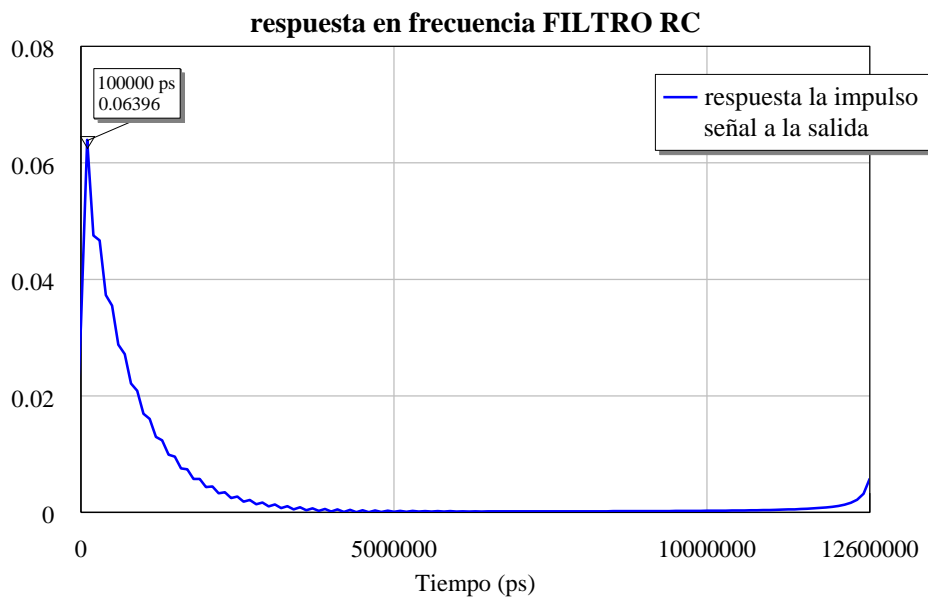


Figura 3. 12: Respuesta en frecuencia del Filtro RC.

Analizando seguidamente la reflexión:

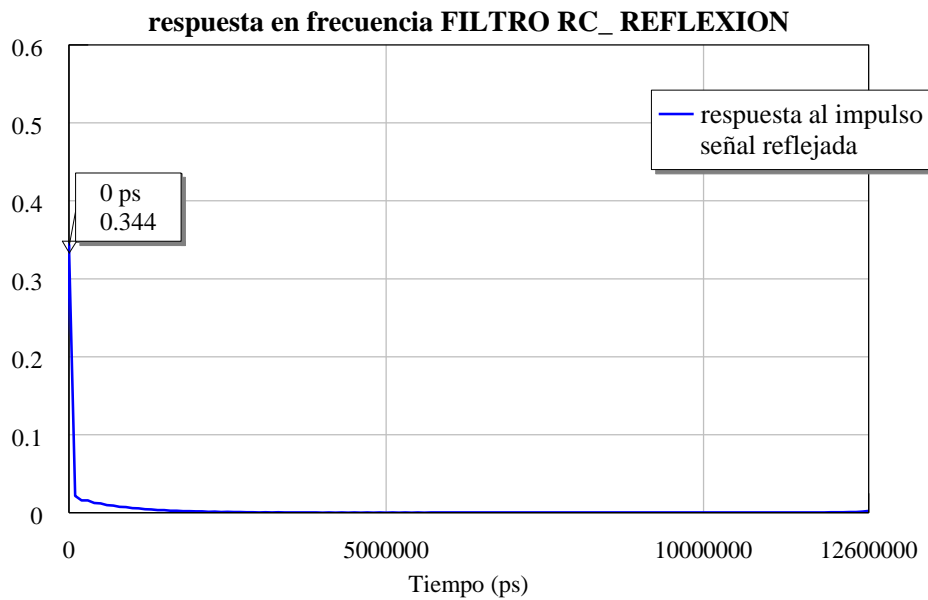


Figura 3. 13: Respuesta la impulso en reflexión del filtro RC.

se puede observar que en este caso la reflexión se hace en el mismo momento en el que se inyecta la señal de entrada. Esta reflexión es muy pequeña en amplitud y muy corta de duración, por lo que se podría decir que este circuito, prácticamente, no tiene reflexión.

3.2.2. Caracterización del atenuador Kontag banda de paso.

Un atenuador es un dispositivo cuya función es reducir el nivel de señal en el lugar de la instalación donde se inserte. Disponen de una entrada a través de la cual reciben la señal que deben atenuar y una salida por la que generan la señal atenuada. Pueden presentar una atenuación fija o regulable, según el modelo.

Se utilizan normalmente a la entrada de la etapa amplificadora de cabecera cuando el nivel de señal es excesivo, como puede ocurrir en puntos cercanos al transmisor, o cuando se emplean antenas de elevada directividad para eliminar rebotes.



Figura 3. 14: Atenuador Kontag banda de paso.

A la hora de analizar el dispositivo, primero debemos integrarlo en un circuito a través del cual se le introducirá la señal de entrada, un tren de pulsos con características obtenidas de las medidas de parámetros S del dispositivo.

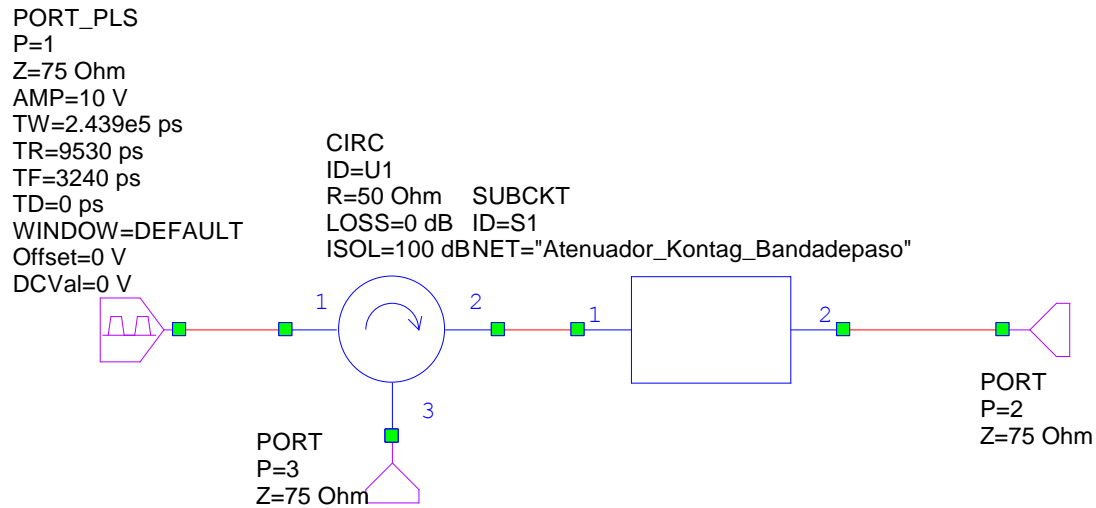


Figura 3. 15: Circuito para el análisis del Atenuador Kontag Banda de paso.

El motivo de cargar los puertos en los que se realizan las medidas con 75Ω es que la carga del analizador vectorial de redes tiene un valor de impedancia de entrada de 50Ω , pero al realizar un nuevo esquema de red cargando los puertos con 75Ω se soluciona esta diferencia de carga.

Los valores necesarios para poder caracterizar correctamente el dispositivo vienen dados de sus parámetros S y son los con los que necesitamos definir el tren de pulsos para que realice la función que se le ha propuesto. Estos parámetros son:

- Frecuencia máxima de simulación: es el valor máximo del rango de frecuencias en el que se han medido los parámetros S, que en este caso es de 0.86 GHz.
- Frecuencia de simulación: es el valor de los saltos que toman las frecuencias en las medidas de parámetros S, que en este caso es 0.00205 GHz.
- Periodo de simulación: es la inversa de la frecuencia de simulación, es decir,

$$T_s = \frac{1}{F_s} = 487805 \text{ picosegundos.}$$

- Ancho de ventana: que es el 50% del periodo de simulación, es decir,

$$T_w = \frac{T_s}{2} = 243902 \text{ picosegundos.}$$

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

- Número de armónicos: que se calcula como la relación entre la frecuencia máxima de simulación y la frecuencia de simulación, es decir, $N = \frac{F_{s \max}}{F_s} = 420$.

Una vez obtenidos todos los parámetros necesarios para realizar la simulación, se incluyen en la simulación y se representan la señal de entrada, transmitida y reflejada, a la frecuencia de simulación y con un ciclo de trabajo del 50%:

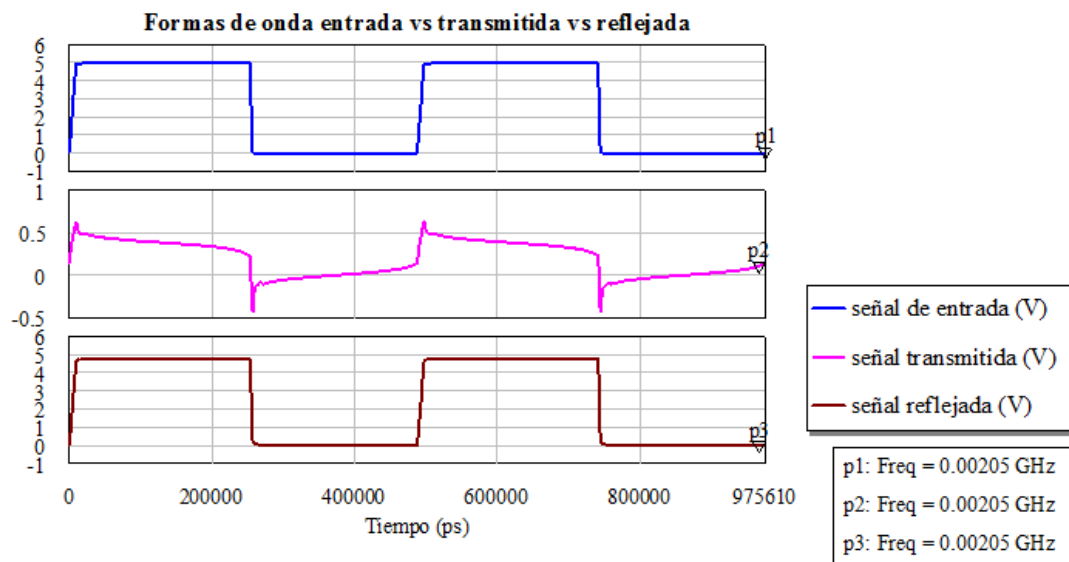


Figura 3. 16: Formas de onda de la señal de entrada, de la transmitida y de la reflejada.

Para poder caracterizar el dispositivo se puede realizar con 2 medidas igualmente válidas que son la señal transmitida o la reflejada, ya que cada una proporcionará una serie de características válidas para la caracterización del dispositivo. En este caso se analizará la señal transmitida y para ello se representará el espectro en frecuencia de dicha señal:

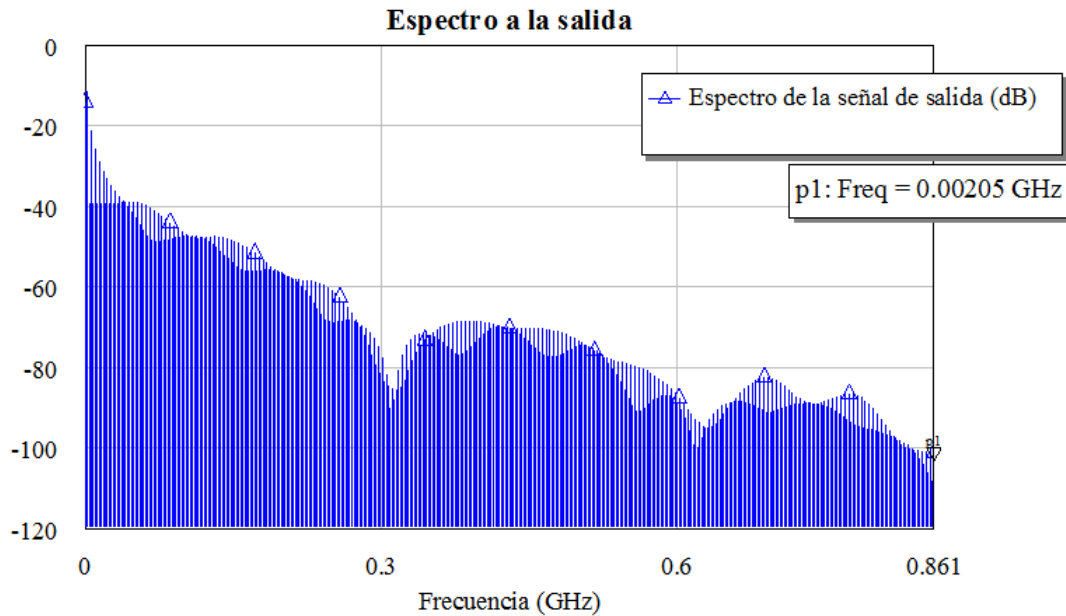


Figura 3. 17: Espectro en frecuencia de la señal transmitida.

Con esta figura se puede empezar a sacar una serie de conclusiones respecto al dispositivo analizado, como por ejemplo:

- La señal de salida sufre una fuerte atenuación, de más de 50 dB, a partir de los 0.3 GHz por lo que, aunque en este tramo no conseguiremos semejanza completa con las medidas de los parámetros S, nos dará una señal muy parecida.

Por último, se obtiene la respuesta en frecuencia de la señal transmitida comparándola con la respuesta en frecuencia de la señal mediante parámetros S.

Para realizar la respuesta en frecuencia de la señal transmitida utilizaremos una relación de ecuaciones que nos proporcionarán dicha FFT:

```

Calculo la FFT de la señal de entrada por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Ventrada = MLIN:Re(Vfft(PORT_1,0,3,487805,4,420,0,6,0))[1]
I_FFT_Ventrada = MLIN:Im(Vfft(PORT_1,0,3,487805,4,420,0,6,0))[1]
Calculo la FFT de la señal transmitida por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Vsalida = MLIN:Re(Vfft(PORT_2,0,3,487805,4,420,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida = MLIN:Im(Vfft(PORT_2,0,3,487805,4,420,0,6,0))[1]
Calculo la función de transferencia
Ftransferencia_frec21=(R_FFT_Vsalida+I_FFT_Vsalida*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)
    
```

Figura 3. 18: Forma de cálculo de la FFT.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

En esta relación de fórmulas se puede apreciar que la FFT está calculada sobre el periodo de simulación anteriormente calculado, 487805 picosegundos, y con el número de armónicos obtenido, 420.

Representando ya las funciones de transferencia de las medidas obtenidas mediante análisis en el tiempo y mediante análisis en frecuencia se obtiene:

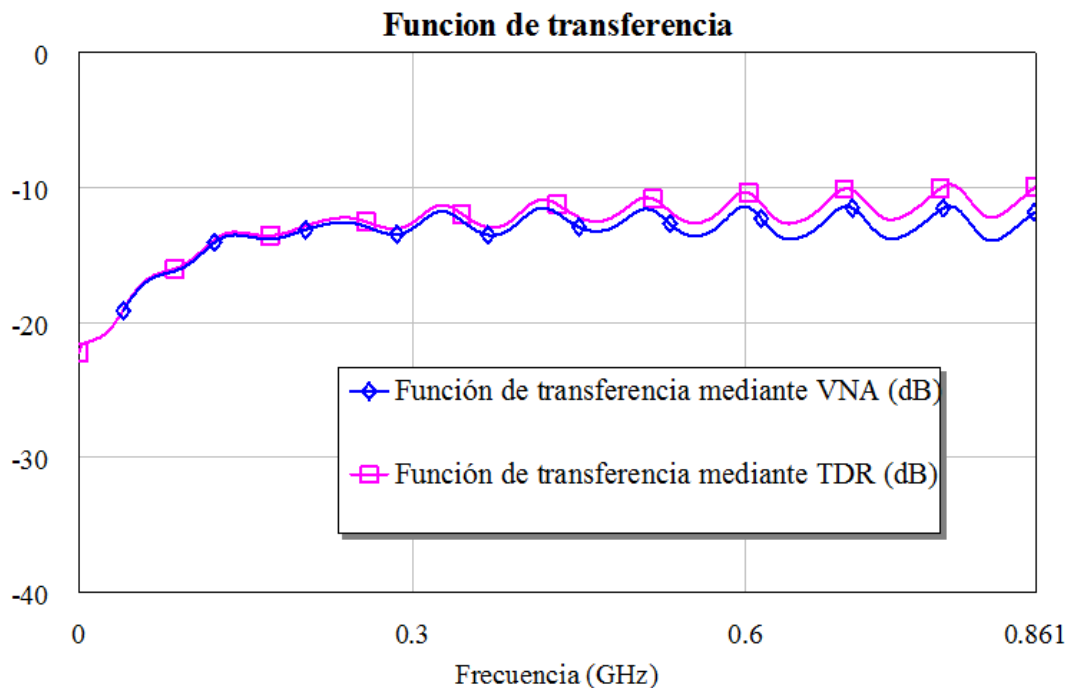


Figura 3. 19: Función de transferencia mediante TDR y VNA.

Una vez finalizado el proceso de caracterización del dispositivo se pueden sacar una serie de conclusiones:

- El primer rango de frecuencias, entre 0 Hz y 0.3 GHz, es el más fiable para el análisis ya que es donde la señal sufre menos atenuación y más se parece a la señal obtenida mediante análisis en frecuencia.
- Aunque en el rango de frecuencias entre 0.3 GHz y 0.8179 GHz, no es posible aproximar la curva a la obtenida en frecuencia, se puede dar una muy buena aproximación.

Llegado a este punto y para poder obtener más datos a la hora de caracterizar el dispositivo, se realiza en análisis de la respuesta al impulso. Dicho análisis se realiza directamente en el AWR, programa utilizado para la simulación.

Primero se analizará la respuesta al impulso producida a la salida del atenuador:

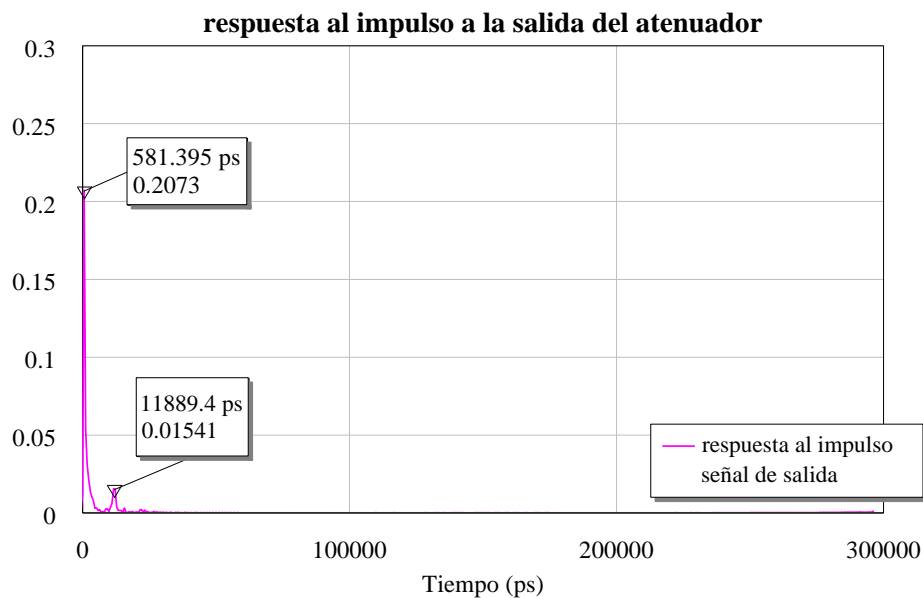


Figura 3. 20: Respuesta al impulso a la salida del atenuador.

Como puede observarse, este dispositivo atenúa de manera clara la señal y no presenta retardo alguno, ya que el máximo de dicha respuesta se da prácticamente en 0 ps y con una amplitud muy pequeña. Del mismo modo que ocurría en los dos dispositivos analizados anteriormente, en éste también se dan la presencia de ecos, que se puede deducir que son provocados por distintas reflexiones producidas en el interior del dispositivo analizado.

3.2.3. Caracterización Derivador Televes 5426

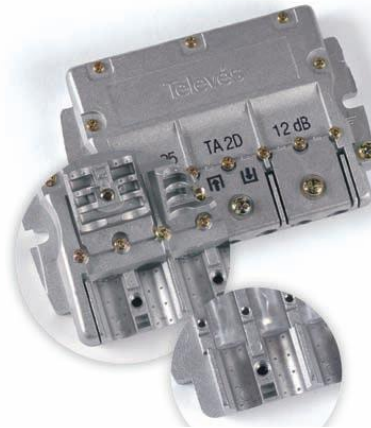


Figura 3. 21: Fotografía Derivador Televes 5426

Son dispositivos electrónicos destinados a producir una o varias ramificaciones en una línea de distribución de bajada tomando parte de la señal que circula por ella sin prácticamente afectarla. La forma de hacer esto es a través de elementos de acoplo.

Cada una de estas ramificaciones generadas por un derivador se usa, generalmente, para proporcionar señal a una vivienda distinta y se denomina salida derivada. Además disponen de otra salida, prolongada o de paso, que permite conectar el derivador generalmente con otros derivadores que proporcionan señal a otras viviendas.

En la figura 3.22 se describen los distintos sentidos que sigue la señal cuando entra en un derivador. La flecha roja indica la dirección de la señal que se refleja en el derivador cuando le entra el tren de pulsos, la azul, la dirección que sigue cuando se transmite hacia otra planta, la flecha verde indica las posibles reflexiones que se originan en la salida de cada usuario y que pueden afectar a otro usuario de esa misma planta, y por último, la flecha amarilla indica la dirección que toma cuando se queda en la misma planta.

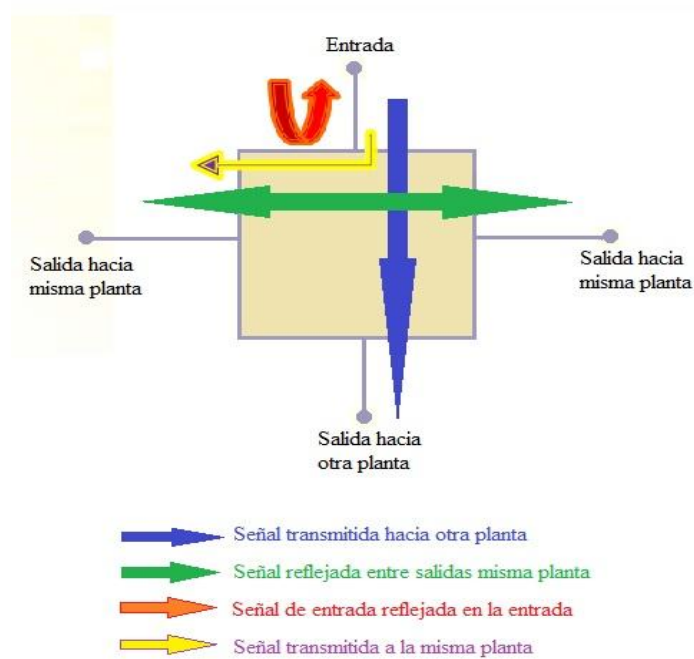


Figura 3. 22: Esquema de funcionamiento de un derivador.

Dado que tienen dos tipos distintos de salida se distinguen dos tipos de atenuación:

- Atenuación o pérdidas en derivación (dB): es la atenuación sufrida por la señal al pasar de la entrada a una de las salidas derivadas, salidas de la misma planta. Deben darse los datos de atenuación en todas y cada una de las bandas.
- Atenuación en paso o pérdidas de inserción (dB): es la atenuación sufrida por la señal al pasar de la entrada a la salida prolongada, hacia otra planta. Deben darse los datos de atenuación en todas y cada una de las bandas.

En la figura 3.23 se muestra un esquema básico de la colocación de distintos derivadores en una red ICT.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

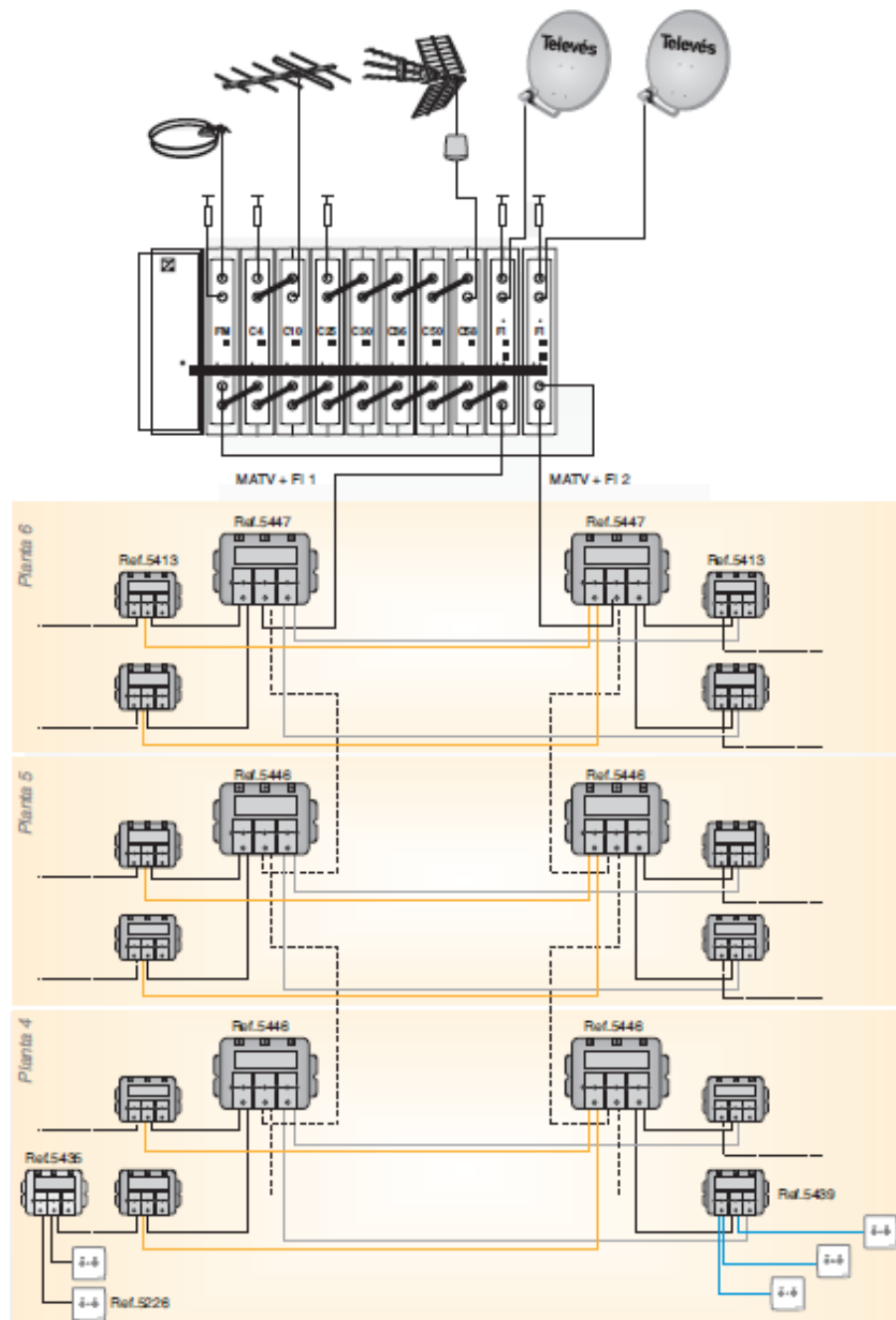


Figura 3. 23: Ejemplo de aplicación de un derivador.

Realizando la simulación correspondiente para el análisis de este dispositivo, se realiza el siguiente circuito:

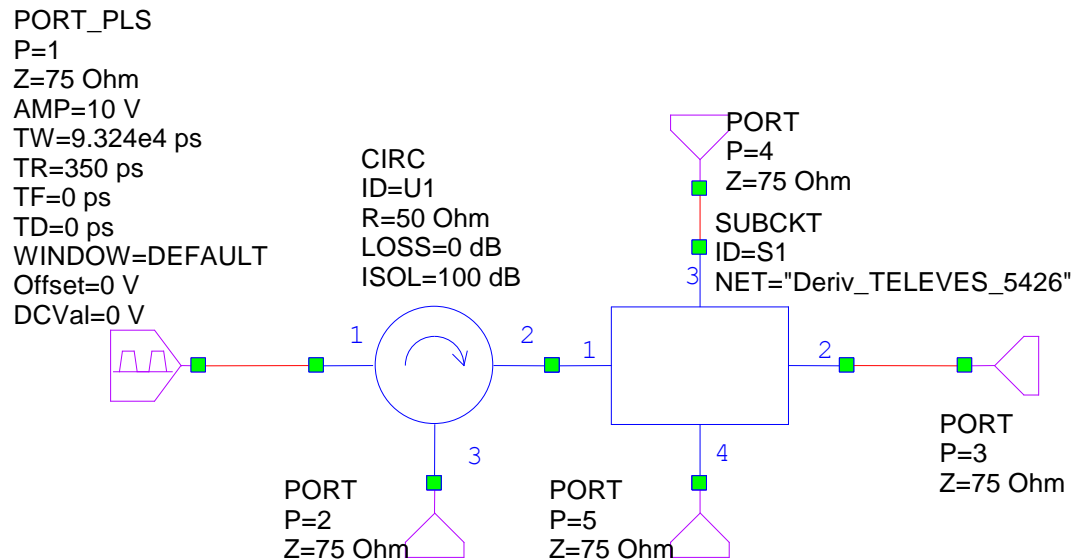


Figura 3. 24: Circuito para el análisis del derivador Televes 5426.

Igual que ocurría en el caso anterior, cargamos los puertos donde realizamos las medidas con impedancias de 75Ω para así realizar las medidas de manera correcta y solucionar el problema de que el analizador tenga su impedancia de entrada de 50Ω .

Para este circuito se definirán los puertos de la siguiente manera:

- Por el puerto 1 se introducirá la señal de entrada, un tren de pulsos.
- Por el puerto 2 se medirá la señal reflejada, lo que permitirá poder compararla con el parámetro S que nos indica la reflexión.
- Por el puerto 3 se medirá la señal que se transmitirá a otra planta del edificio. Esta señal tiene que ser prácticamente igual a la señal de entrada, aunque con una pequeña atenuación debida a las pérdidas que se originen en el dispositivo.
- Por los puertos 4 y 5 se medirá la señal que se transmitirá a la misma planta que tendrá una gran atenuación ya que el recorrido que tiene que hacer dicha señal es muy corto y no sufrirá muchas pérdidas, por lo que tendrá que estar muy atenuada.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Para calcular los valores que se tendrán que utilizar para la caracterización del dispositivo, se seguirán los pasos expuestos en los puntos 2.9 y 2.10, para los que será necesario conocer los valores de los parámetros S del dispositivo. Con ello se obtendrá:

- Frecuencia máxima de simulación: es el valor máximo del rango de frecuencias en el que se han medido los parámetros S, que en este caso es de 2.15 GHz.
- Frecuencia de simulación: es el valor de los saltos que toman las frecuencias en las medidas de parámetros S, que en este caso es de 0.0053625 GHz.
- Periodo de simulación: es la inversa de la frecuencia de simulación, es decir,

$$T_s = \frac{1}{F_s} = 186480 \text{ picosegundos.}$$

- Ancho de ventana: que es el 50% del periodo de simulación, es decir,

$$T_w = \frac{T_s}{2} = 93240 \text{ picosegundos.}$$

- Número de armónicos: se calcula como la relación entre la frecuencia máxima de simulación y la frecuencia de simulación, es decir, $N = \frac{F_{s \text{ max}}}{F_s} = 401$.

Ahora que los valores que se tienen que usar son conocidos, se puede representar la forma de onda que se ve en cada puerto, cuando se le introduce a la entrada un tren de pulsos con ciclo de trabajo del 50%:

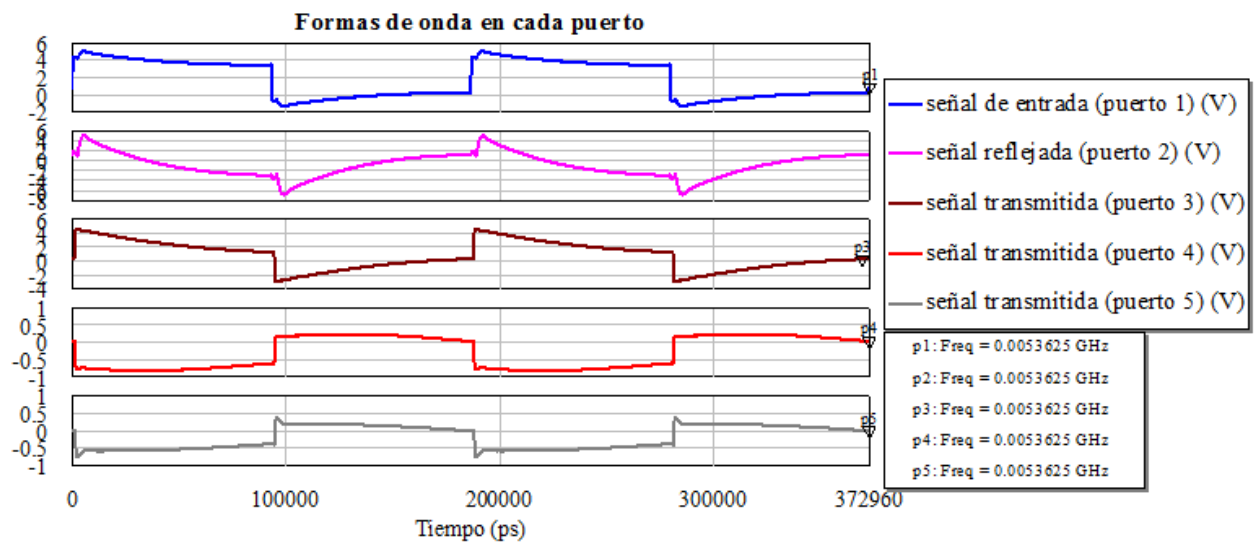


Figura 3. 25: Formas de onda en cada puerto del derivador.

En esta gráfica se puede ver que el comportamiento del derivador es el esperado, ya que la señal transmitida por el puerto 3, que es a otra planta, es prácticamente igual que la señal de entrada pero sufriendo una pequeña atenuación, y que las señales transmitidas por los puerto 4 y 5 son semejantes a la señal de entrada también, pero en este caso están invertidas respecto a la entrada y muy atenuadas, por lo que se puede afirmar que es correcto ya que éste es el comportamiento de un derivador.

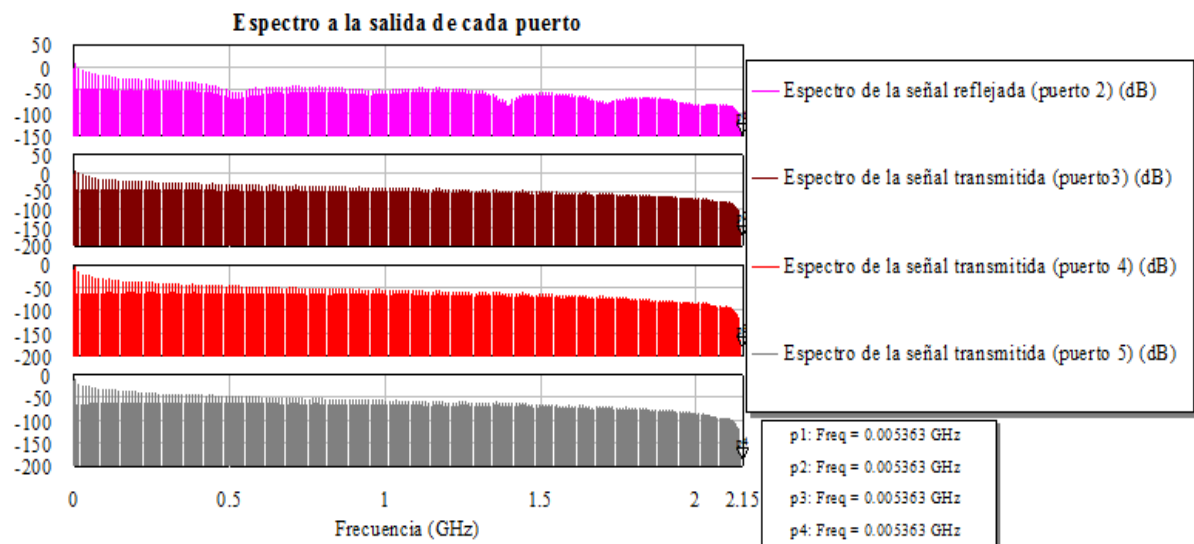


Figura 3. 26: Espectros de la señal a la salida de cada puerto del derivador.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Con esta figura se puede deducir que a la hora de representar la señal en cada puerto, no será complicado recuperarla ya que no sufre una atenuación demasiado grande, es decir, se mantiene más o menos plano en el mismo nivel de atenuación, por lo que será fácil de analizar y todos los valores obtenidos serán igualmente válidos.

Ya si se compara la señal obtenida mediante VNA con la obtenida mediante TDR se pueden obtener el resto de conclusiones a la hora de caracterizar este dispositivo. Para obtener la función de transferencia mediante TDR hay que realizar primero la FFT de cada señal:

Calculo la FFT de la señal de entrada por separado, parte real e imaginaria

R_FFT_Ventrada = MLIN:Re(Vfft(PORT_1,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

I_FFT_Ventrada = MLIN:Im(Vfft(PORT_1,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

Calculo la FFT de la señal reflejada por separado, parte real e imaginaria

R_FFT_Vsalida2 = MLIN:Re(Vfft(PORT_2,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

I_FFT_Vsalida2 = MLIN:Im(Vfft(PORT_2,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

Calculo la FFT de la señal transmitida por el puerto 3 por separado, parte real e imaginaria

R_FFT_Vsalida3 = MLIN:Re(Vfft(PORT_3,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

I_FFT_Vsalida3 = MLIN:Im(Vfft(PORT_3,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

Calculo la FFT de la señal transmitida por el puerto 4 por separado, parte real e imaginaria

R_FFT_Vsalida4 = MLIN:Re(Vfft(PORT_4,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

I_FFT_Vsalida4 = MLIN:Im(Vfft(PORT_4,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

Calculo la FFT de la señal transmitida por el puerto 5 por separado, parte real e imaginaria

R_FFT_Vsalida5 = MLIN:Re(Vfft(PORT_5,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

I_FFT_Vsalida5 = MLIN:Im(Vfft(PORT_5,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]

Calculo la función de transferencia

Ftransferencia_frec21=(R_FFT_Vsalida2+I_FFT_Vsalida2*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)

Ftransferencia_frec31=(R_FFT_Vsalida3+I_FFT_Vsalida3*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)

Ftransferencia_frec41=(R_FFT_Vsalida4+I_FFT_Vsalida4*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)

Ftransferencia_frec51=(R_FFT_Vsalida5+I_FFT_Vsalida5*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)

Figura 3. 27: Forma de cálculo de las funciones de transferencia.

Representando gráficamente las ecuaciones anteriores y enfrentándolas con las obtenidas mediante parámetros S, se obtiene:

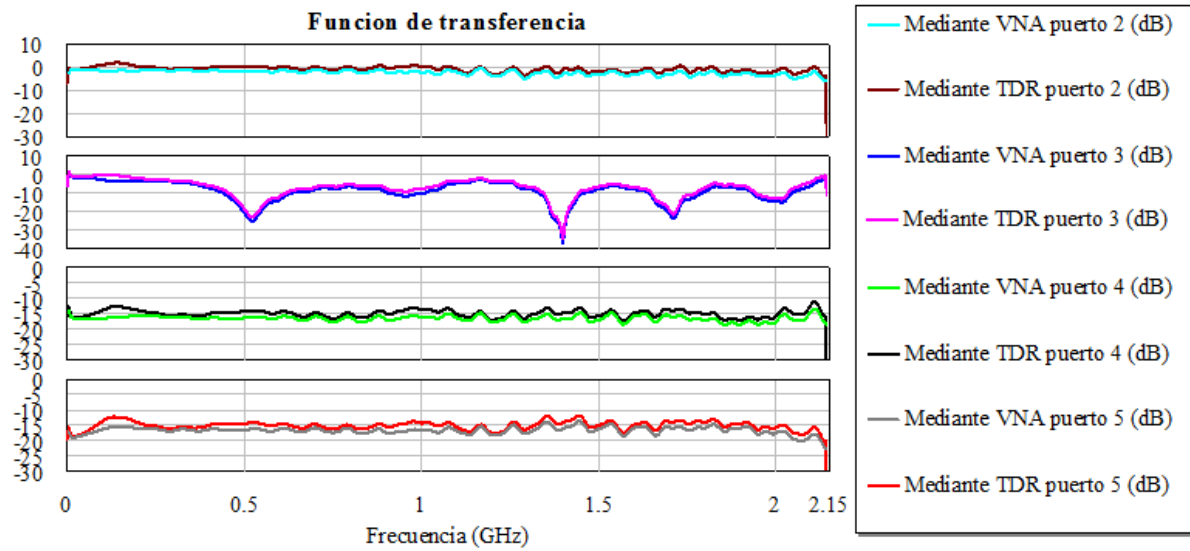


Figura 3. 28: Función de transferencia de la salida en cada puerto.

Con las gráficas obtenidas se puede, simplemente observándolas, afirmar que la función de transferencia obtenida mediante análisis VNA y mediante TDR son prácticamente iguales, por lo que se podrá caracterizar de la misma manera el dispositivo con ambas mediciones obteniendo los mismos resultados.

3.2.4. Caracterización Pau con repartidor Televés 5449.

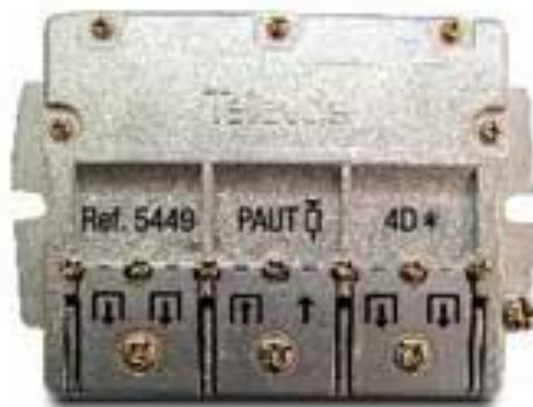


Figura 3. 29: Fotografía Pau + repartidor Televés 5449.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Tiene que instalarse uno por cada usuario final. Es el elemento en el que comienza la red interior del domicilio del usuario que permite la delimitación de responsabilidades en cuanto al origen, localización y reparación de averías. Se ubicará en el interior del domicilio del usuario y permitirá a éste la selección del cable de la red de dispersión que desee. Deberá incluir un elemento repartidor que permita la conexión y el servicio a todas las estancias de la vivienda.

Los repartidores son los dispositivos que distribuyen la señal presente en su única entrada entre sus diferentes salidas dividiendo la energía de un modo equitativo, y manteniendo el ancho de banda en todas sus salidas. Permite, por tanto, generar varios ramales a partir de un ramal principal. La señal sufre una atenuación al pasar desde el terminal de entrada a cada uno de los terminales de salida, que se conoce como atenuación de paso, y no tiene por qué ser igual para todas las salidas.

En la figura 3.30 se muestra un esquema simple de colocación de este dispositivo. En ella se puede ver que las señales que recibe el PAU provienen de las salidas de la misma planta de los derivadores anteriormente analizados, y que las salidas del PAU van directamente a las tomas de usuario de cada vivienda.

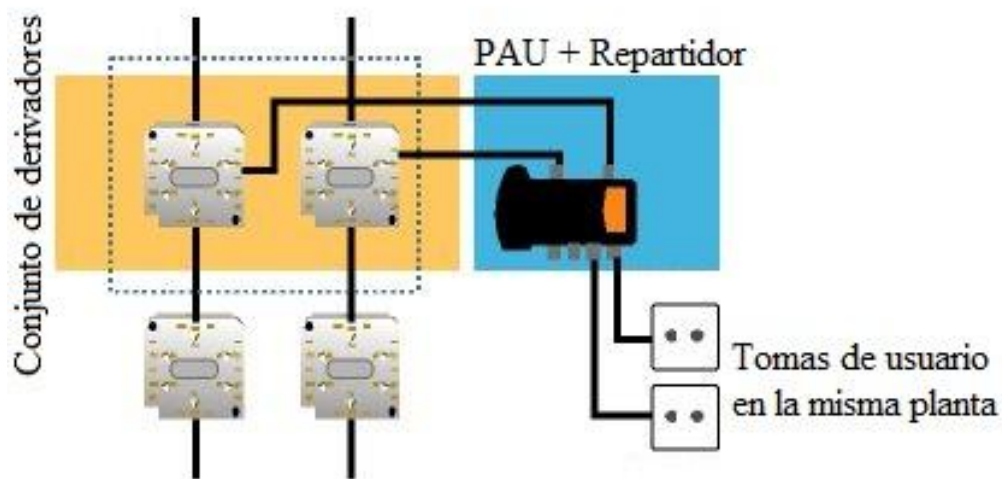


Figura 3. 30: Esquema básico de colocación del PAU + Repartidor.

Como se observa en la figura anterior, al PAU le entran dos señales, pero una de ellas queda cortocircuitada a tierra, como se observa en la figura 3.31, por lo que al repartidor solo le llega la información correspondiente a una de las entradas.

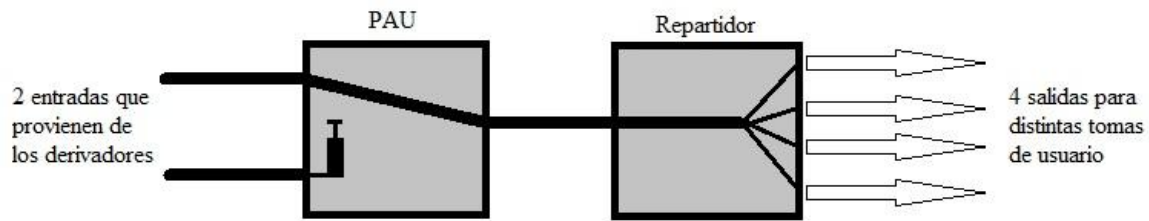


Figura 3. 31: Esquema de funcionamiento del PAU + Repartidor.

Siguiendo el procedimiento hasta ahora utilizado, lo primero es representar el circuito que se implementará para la caracterización de este dispositivo. Como este dispositivo tiene 2 entradas, se irá analizando lo que ocurre introduciendo la señal por cada una de las puertas por separado. Por ello los circuitos utilizados son los siguientes:

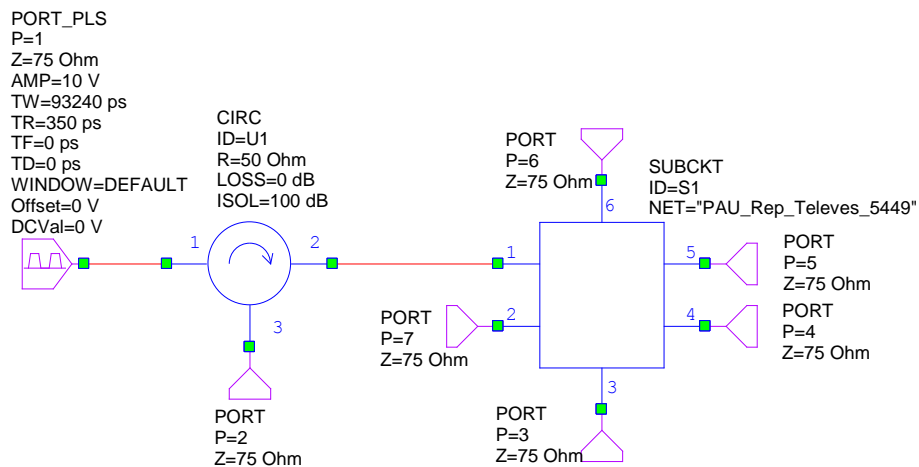


Figura 3. 32: Circuito para el análisis del PAU + Repartidor entrando por la puerta conectada a las salidas.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

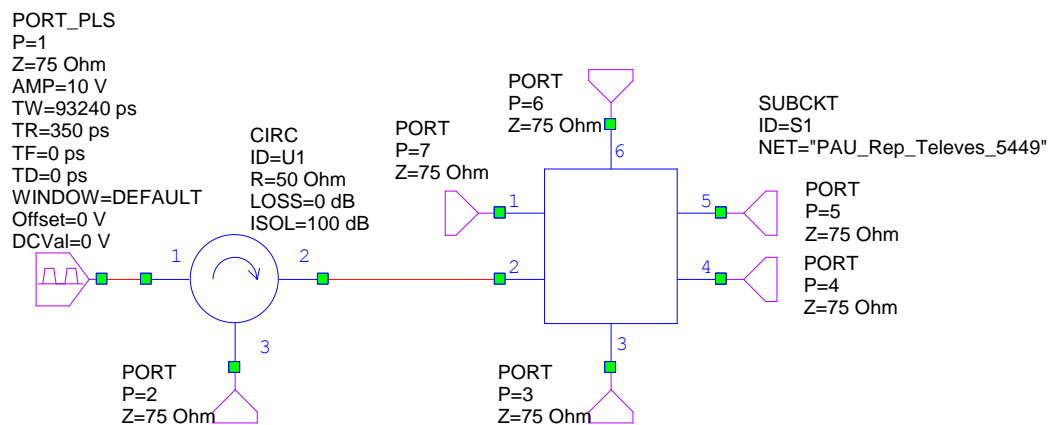


Figura 3. 33: Circuito para el análisis del PAU + Repartidor entrando por la puerta cortocircuitada.

Continuando con el procedimiento seguido hasta ahora, se cargan las impedancias de los puertos de medida con $75\ \Omega$ para que a la hora de realizar las medidas estén sean correctas, evitando el problema que ocurría en los casos anteriores de que las medidas de los parámetros S utilizados estaban tomadas con una analizador vectorial de redes con impedancia de entrada de $50\ \Omega$.

Para el circuito de conexión directa con las salidas se definirán los puertos de la siguiente manera:

- Por el puerto 1 se introducirá la señal de entrada, un tren de pulsos.
- Por el puerto 2 se medirá la señal reflejada, lo que permitirá poder compararla con el parámetro S que nos indica la reflexión.
- Por el puerto 3, 4, 5 y 6 se medirán las señales que se transmitirán a las distintas tomas de usuario. Estas señales tienen que ser prácticamente iguales entre ellas.
- Por el puerto 7 se medirá la señal que le llega a la puerta cortocircuitada, que tendrá que ser muy pequeña para que el dispositivo funcione correctamente.

Para el circuito con la puerta cortocircuitada, los puertos vendrán nombrados de la misma manera que para el circuito anterior, con la diferencia de que ahora el puerto 1 y 2 está conectado a la puerta cortocircuitada y el puerto 7 a la otra puerta de entrada. En este caso, lo que tendría que ocurrir es que ni a las puertas de las tomas de usuario ni a la otra puerta de entrada les llegue prácticamente nada de la señal de entrada.

Para calcular los valores que se tendrán que utilizar para la caracterización del dispositivo, se seguirán los pasos expuestos en los puntos 2.9 y 2.10, para los que será necesario conocer los valores de los parámetros S del dispositivo. Con ello se obtendrá:

- Frecuencia máxima de simulación: es el valor máximo del rango de frecuencias en el que se han medido los parámetros S, que en este caso es de 2.15 GHz.
- Frecuencia de simulación: es el valor de los saltos que toman las frecuencias en las medidas de parámetros S, que en este caso es de 0.0053625 GHz.
- Periodo de simulación: es la inversa de la frecuencia de simulación, es decir,

$$T_s = \frac{1}{F_s} = 186480 \text{ picosegundos.}$$

- Ancho de ventana: que es el 50% del periodo de simulación, es decir,

$$T_w = \frac{T_s}{2} = 93240 \text{ picosegundos.}$$

- Número de armónicos: se calcula como la relación entre la frecuencia máxima de simulación y la frecuencia de simulación, es decir, $N = \frac{F_{s \text{ max}}}{F_s} = 401$.

Para el análisis de este dispositivo, se procederá a la representación de la señal de entrada, de la reflejada, de la transmitida a la otra puerta de entrada y a solo una de las puertas de salida, ya que como se muestra en la siguiente figura, la señal en los puerto 3, 4, 5 y 6 es prácticamente la misma:

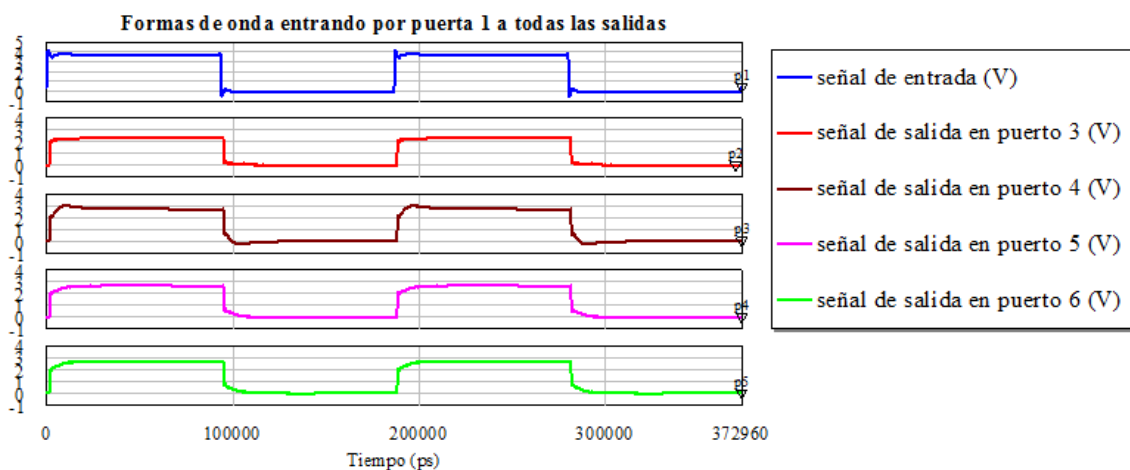


Figura 3. 34: Forma de onda a la salida de cada una de las puertas.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Ahora que los valores que se tienen que usar son conocidos, se puede representar la forma de onda que se ve en cada puerto, cuando se le introduce a la entrada un tren de pulsos con ciclo de trabajo del 50%.

Cuando la señal se introduce siguiendo el esquema del circuito 1, las formas de onda resultantes son las siguientes:

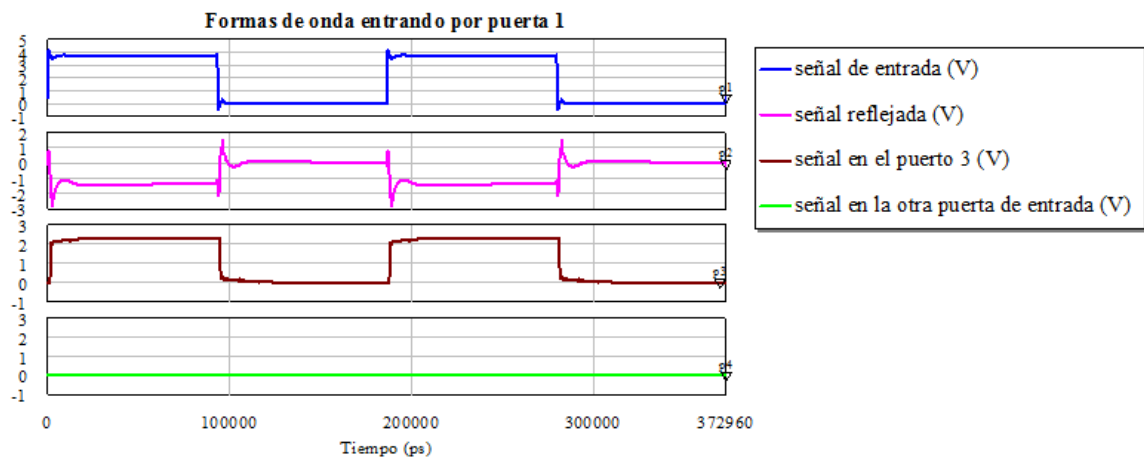


Figura 3. 35: formas de onda entrando por la puerta conectada a las salidas.

Analizando esta gráfica se puede ver que los resultados obtenidos son los esperados ya que, a simple vista, se puede observar que la señal que sale por el puerto 3 es prácticamente igual a la señal de entrada pero atenuada y que la señal que sale por la otra puerta de entrada es nula.

Si ahora se analiza lo que ocurre en el otro caso, introduciendo la señal por la puerta cortocircuitada se observa que:

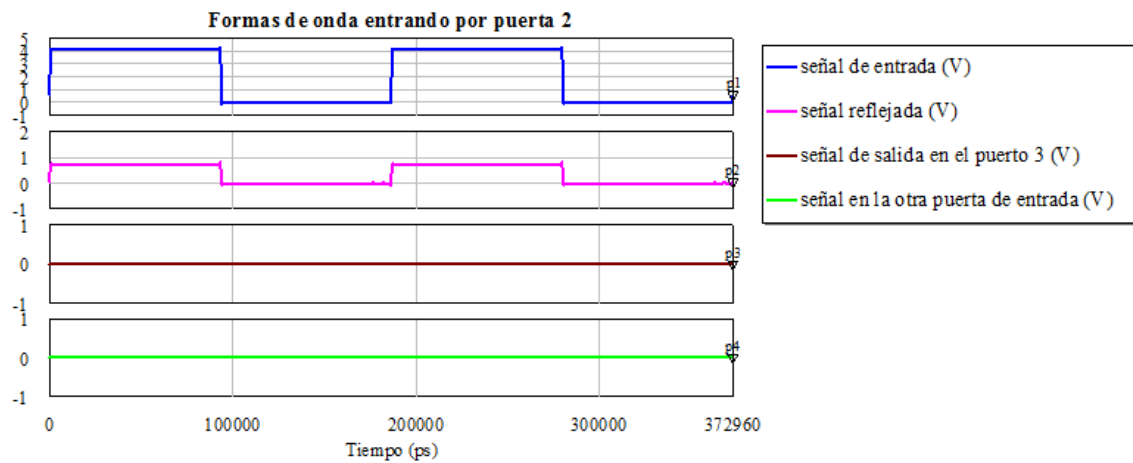


Figura 3. 36: Formas de onda introduciendo la señal por la puerta cortocircuitada.

Igual que ocurría en el caso anterior, se obtienen unas formas de onda esperadas, ya que la señal de salida obtenida por el puerto 3 como por la puerta de entrada son nulas.

Ahora se representarán los espectros obtenidos en frecuencia para cada uno de los circuitos implementados. En estas gráficas se podrá apreciar la atenuación que sufre la señal de entrada en cada uno de los puertos.

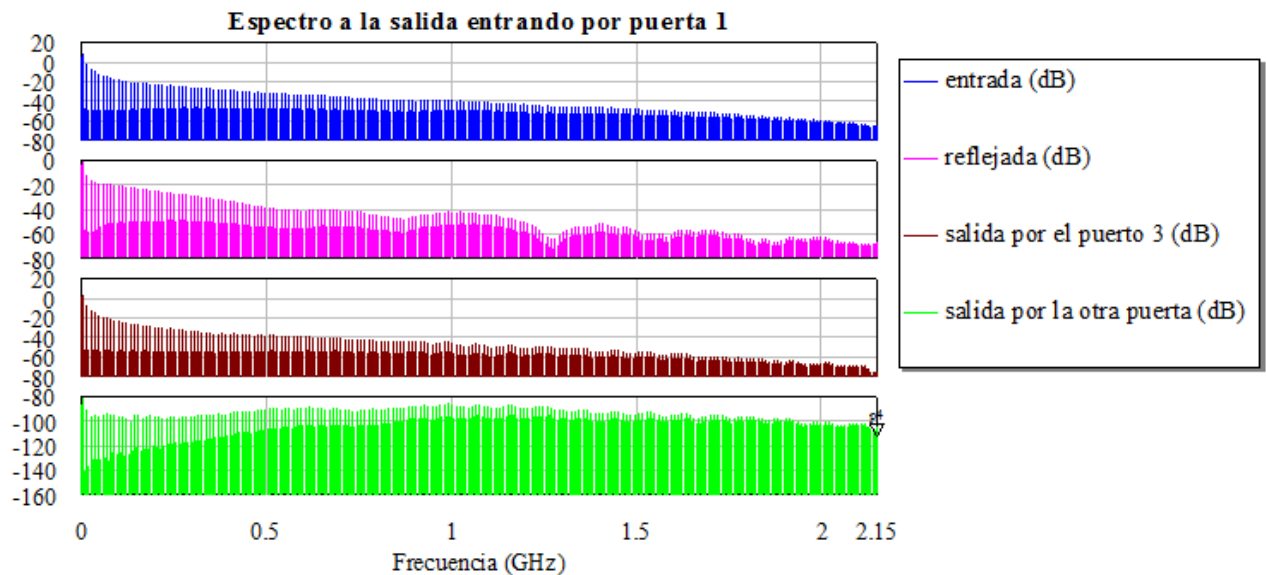


Figura 3. 37: Espectro en frecuencia de las formas de onda entrando por la puerta 1.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

Con los resultados obtenidos en esta gráfica, se puede afirmar que este dispositivo irá variando su comportamiento a medida que la frecuencia aumenta. Esto viene provocado por que el ruido que se incorpora al dispositivo en el análisis afecta más a la señal cuanto mayor es la frecuencia.

Analizando el espectro cuando la entrada es la puerta cortocircuitada se aprecia lo que se ha visto anteriormente, que la señal que llega tanto al puerto 3 como a la otra puerta de entrada esta tan atenuada que se considera nula.

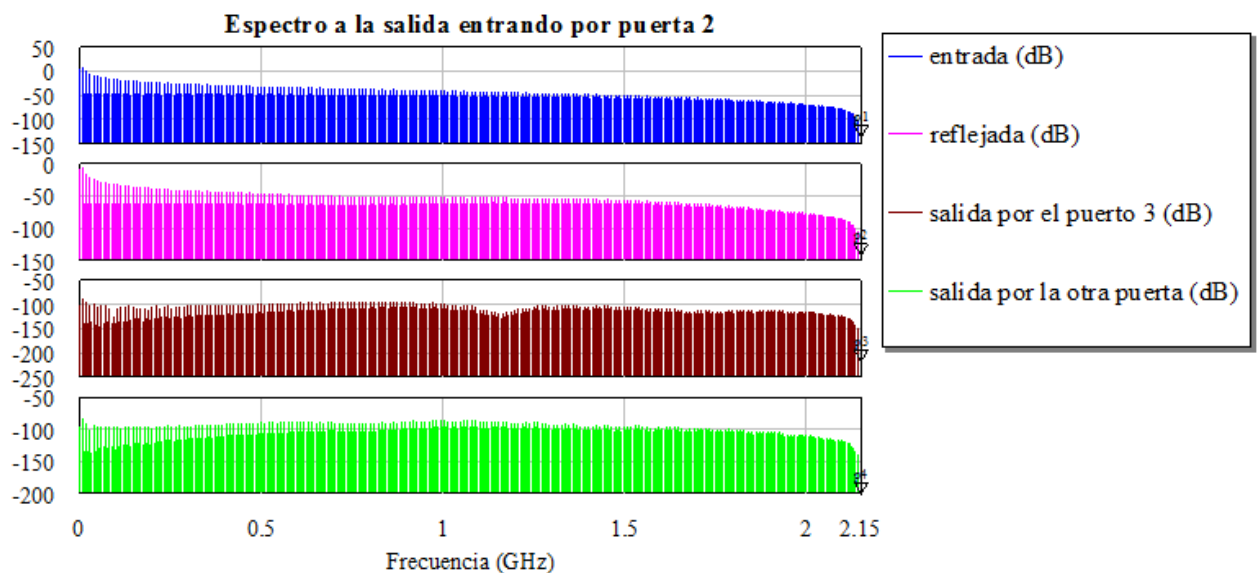


Figura 3. 38: Espectro en frecuencia de las formas de onda entrando por la puerta cortocircuitada.

A partir de este punto, se continuará analizando el circuito 1, es decir, se analizará solo el caso en el que la señal de entrada se introduce por la puerta con conexión a los 4 puertos de salida, ya que el otro caso queda demostrado que no hay transferencia de señal entre puertos.

Para realizar la comparativa entre las técnicas de medida VNA y TDA, se necesitarán una serie de ecuaciones que calculen la FFT de las medidas obtenidas en el tiempo. Estas ecuaciones son:

Calculo la FFT de la señal de entrada por separado, parte real e imaginaria

```
R_FFT_Ventrada1 = MLIN entrando por puerta 1:Re(Vfft(PORT_1,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
I_FFT_Ventrada1 = MLIN entrando por puerta 1:Im(Vfft(PORT_1,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
```

Calculo la FFT de la señal transmitida por separado, parte real e imaginaria

```
R_FFT_Vsalida2 = MLIN entrando por puerta 1:Re(Vfft(PORT_2,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida2 = MLIN entrando por puerta 1:Im(Vfft(PORT_2,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
```

```
R_FFT_Vsalida3 = MLIN entrando por puerta 1:Re(Vfft(PORT_3,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida3 = MLIN entrando por puerta 1:Im(Vfft(PORT_3,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
```

```
R_FFT_Vsalida7 = MLIN entrando por puerta 1:Re(Vfft(PORT_7,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida7 = MLIN entrando por puerta 1:Im(Vfft(PORT_7,0,3,186480,4,401,0,6,0))[1]
```

Calculo la función de transferencia

```
Ftransferencia_freq21=(R_FFT_Vsalida2+I_FFT_Vsalida2*j)/((R_FFT_Ventrada1+I_FFT_Ventrada1*j)+0.000000001)
```

```
Ftransferencia_freq31=(R_FFT_Vsalida3+I_FFT_Vsalida3*j)/((R_FFT_Ventrada1+I_FFT_Ventrada1*j)+0.000000001)
```

```
Ftransferencia_freq71=(R_FFT_Vsalida7+I_FFT_Vsalida7*j)/((R_FFT_Ventrada1+I_FFT_Ventrada1*j)+0.000000001)
```

Figura 3. 39: Forma de cálculo de las funciones de transferencia.

Mediante la representación gráfica de las funciones anteriores enfrentadas con las funciones obtenidas mediante VNA se podrá analizar si los resultados obtenidos con ambas herramientas son parecidos, motivo por el cual podría decirse que ambos métodos son igualmente válidos, o distintos.

Para una mejor apreciación de los detalles se representarán las gráficas por separado.

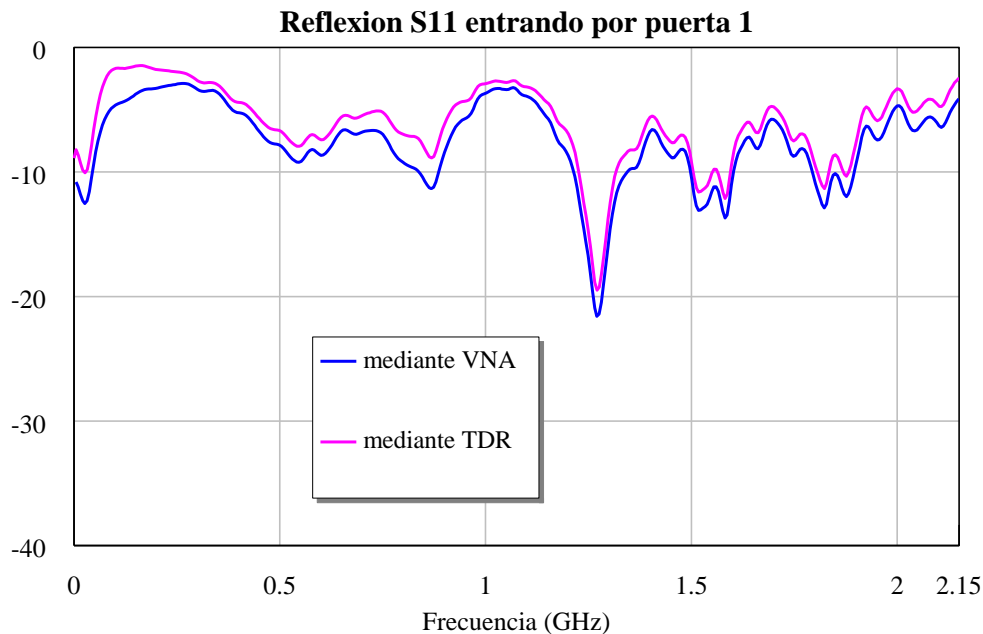


Figura 3. 40: Representación del parámetro de reflexión en VNA y TDR.

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

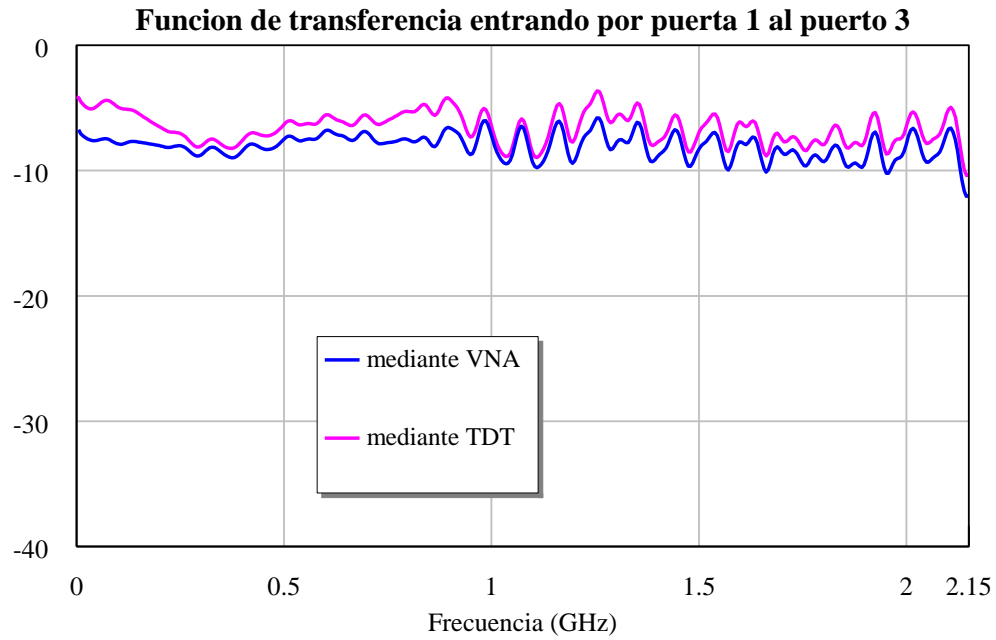


Figura 3. 41: Función de transferencia al puerto 3.

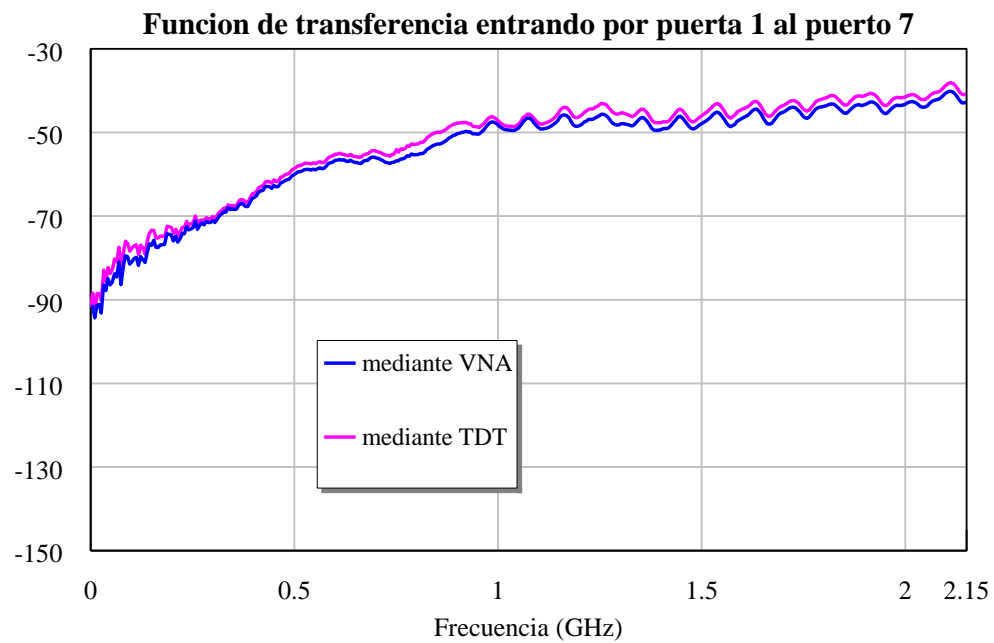


Figura 3. 42: Función de transferencia a la puerta de entrada cortocircuitada.

En las tres gráficas anteriores se puede apreciar la semejanza de las funciones obtenidas mediante análisis en el tiempo y las obtenidas mediante análisis en frecuencia,

demostrándose una vez más las conclusiones obtenidas a los largo del análisis de este dispositivo, como pueden ser son los niveles de atenuación en cada puerto.

El último paso del análisis de dispositivos es la representación de la respuesta al impulso del dispositivo. Para este paso se representarán las respuestas tanto por el puerto 3 de salida como por la otra puerta de entrada.

Si se analiza primero la respuesta al impulso en el puerto 3 se obtiene:

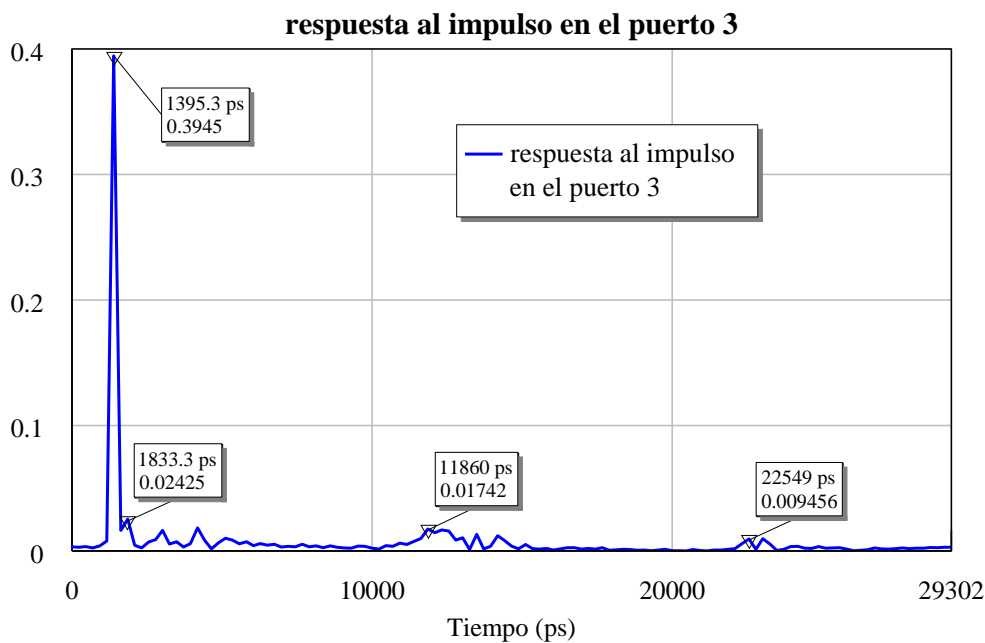


Figura 3. 43: Respuesta al impulso en el puerto 3.

En esta figura se puede apreciar como el impulso recibido en dicho puerto llega con un pequeño retardo, que puede ser debido al tamaño de dicho dispositivo. Por otro lado se observan una serie de ecos que se repiten de una manera periódica y en cada una de esas repeticiones se ve cómo va disminuyendo su amplitud de manera progresiva. Estos ecos, al tener una amplitud tan pequeña en relación con el impulso principal, no afectarán notablemente a la señal recibida por cada usuario en su toma.

Analizando la respuesta al impulso en la otra puerta de entrada, en la cortocircuitada se obtiene:

3.2 CARACTERIZACIÓN DE DISTINTOS DISPOSITIVOS

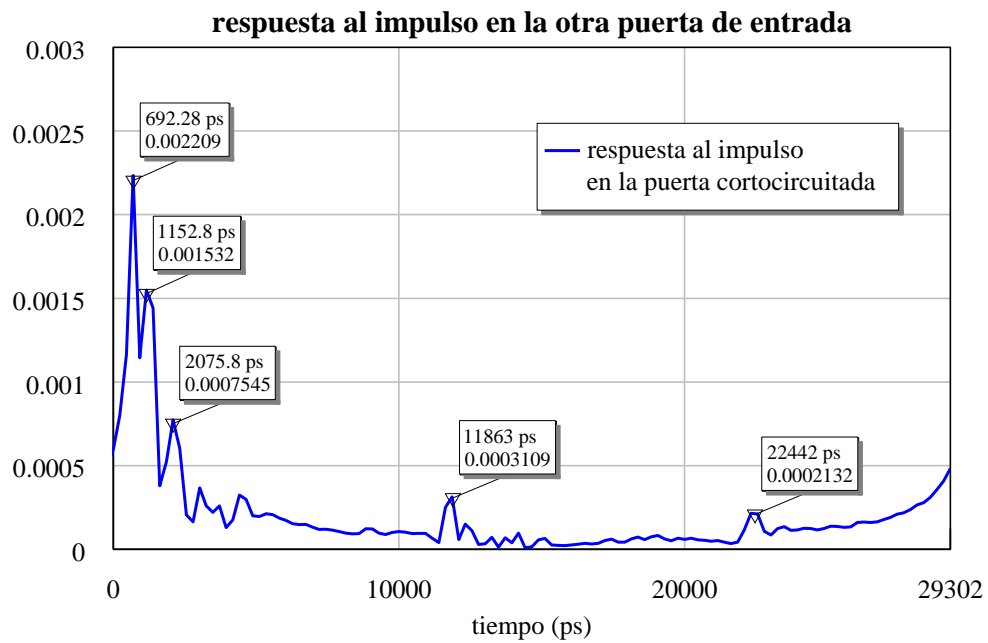


Figura 3. 44: Respuesta al impulso en la puerta de entrada cortocircuitada.

Como se viene observando en las gráficas anteriores, la señal que le llega a la puerta cortocircuitada es muy pequeña, aun así se puede ver que el retardo con el que le llega el impulso principal es mucho menor que en el caso de la puerta 3, que está justificado con la cercanía existente entre las 2 puertas de entrada y la distancia de éstas a la puerta 3, como se puede observar en la figura 3.31. También se aprecia como los ecos que se veían en el caso de la puerta 3, existen en esta puerta, se repiten periódicamente y van disminuyendo su amplitud de manera progresiva.

Capítulo 4

Conclusiones

Uno de los objetivos del proyecto era evaluar una alternativa para la realización de las medidas en redes SMATV. Las medidas tomadas hasta ahora para caracterizar dichas redes estaban realizadas en el dominio de la frecuencia. En especial, este trabajo se ha orientado a la caracterización de distintos dispositivos que componen estas redes.

Para concluir este proyecto fin de carrera, se exponen las conclusiones obtenidas a lo largo de todo el estudio realizado.

Para el desarrollo de este trabajo se han analizado dos circuitos sencillos para entender su funcionamiento, y tres dispositivos básicos en cualquier red SMATV, un atenuador de banda de paso, un derivador y un punto de acceso de usuario con repartidor.

Al comienzo de esta memoria se introdujeron todos los conceptos cuyo conocimiento era necesario para la comprensión del posterior trabajo. Primeramente, se define el concepto de ICT y sus características más relevantes, seguido de una introducción a las técnicas de medida en el dominio temporal. Después se expusieron las características y limitaciones que presentan estas técnicas de medida, realizando una breve comparativa entre las técnicas de medida en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. A partir de esta comparativa y de las expresiones matemáticas asociadas a cada técnica, mediante simulación, se ha llegado a la conclusión que gracias a las mediciones realizadas en el dominio del tiempo se puede caracterizar un dispositivo, obteniendo la ventaja de poder analizar dispositivos y redes que con anterioridad no podían ser perfectamente caracterizados mediante medidas en el dominio de la frecuencia.

Después de analizar y comparar dos señales con las que poder trabajar para obtener una respuesta del dispositivo más clara y precisa, llegamos a la conclusión de que la mejor señal con la que podemos caracterizar dichos dispositivos es un tren de pulsos. Esto se obtiene de realizar un análisis tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia y viendo, al modificar los parámetros con los que se puede ajustar la señal, como varía la respuesta del dispositivo en ambos dominios. Como se pudo ver en el capítulo 2, al modificar el tiempo de subida o el tiempo de bajada de dichos pulsos conseguimos concentrar, respectivamente, la energía en zonas de bajas frecuencias, pero ésta característica no termina siendo primordial en la obtención de la respuesta del dispositivo idónea. Después se demostró como modificando el ancho de pulso o ciclo de trabajo se conseguía una respuesta en frecuencia efectiva para la caracterización del dispositivo. Gracias a esto se llegó a la conclusión de que el mejor ancho de pulso para una señal de tipo tren de pulsos que se puede usar para caracterizar los dispositivos, es un ciclo de trabajo del 50% ya que se obtenía una respuesta idónea para el rango de frecuencias a tratar.

Para concluir, se puede mencionar que el objetivo del proyecto de comprobar si era posible utilizar medidas en el dominio del tiempo para caracterizar dispositivos se ha cumplido ya que queda demostrado, por medio de los cuatro ejemplos realizados mediante simulaciones con *Microwave Office AWR*, que es posible obtener prácticamente una respuesta similar tanto en el dominio de la frecuencia como en el tiempo.

Glosario

CAD – Computer assisted design.

DUT – Device under test.

FFT – Fast Fourier Transform.

ICT – Infraestructuras communes de telecomunicaciones.

RDSI – Red digital de servicios integrados.

SMATV – Satellite master antenna televisión.

SNA – Scalar network analyzer.

SWR – Standing wave ratio.

TDA – Time domain analyzer.

TDR – Time domain reflectometry.

TDI – Time domain transmission.

VNA – Vector network analyzer.

xDSL – x Digital subscriber line.

Referencias

- [1] *Real Decreto 401/2003V*, B.O.E. 27 de Mayo de 2003
- [2] Cortes, C.; del Casar, M. A.; Briso, C.; , "*Accurate modelling of SMATV networks through "S" parameters*,". TELSIX '09. 9th International Conference on , vol., no., pp.572-575, 7-9 Oct. 2009.
- [3] David F. Fernández, "*Medida y caracterización de dispositivos de distribución de señal de televisión mediante parámetros S*", Proyecto Fin de Carrera de la Universidad Politécnica de Madrid, Noviembre 2006.
- [4] Xavier O. Chehab, "*Sistema experto para la interpretación automatizada de reflectogramas utilizando una estrategia de generar, probar y depurar de doble nivel*", Revista Tecnológica. vol. 17, no. 1, pp. 87-99, Junio 2004. (Edición Especial ESPOLCiencia 2003).
- [5] "*Time Domain Reflectometry Theory*", Agilent Technologies Application Note 1304-2, Mayo 2006.
- [6] "*TDR and VNA Measurement Primer*", TDA SYSTEMS Application Note TVMP-0404, Abril 2004.

REFERENCIAS

- [7] “*Limitations and Accuracies of Time and Frequency Domain Analysis of Physical Layer Devices*”, Agilent Technologies White Paper, Noviembre 2005.
- [8] Thierauf, Stephen C., “*High-speed circuit board signal integrity*”, Artech House 2004
- [9] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, S. Hamid NAWAB, “*Signals and Systems*” Second Edition, Pearson Hall 1998
- [10] Time Domain Response – Low Pass Impulse (TDR-LPI), “*Microwave Office Help Function*”.